

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6100640号
(P6100640)

(45) 発行日 平成29年3月22日 (2017.3.22)

(24) 登録日 平成29年3月3日 (2017.3.3)

(51) Int.Cl.

F I

H02M 3/155 (2006.01)
B60L 11/18 (2006.01)H02M 3/155 Z H V B
B60L 11/18 A

請求項の数 6 (全 25 頁)

(21) 出願番号 特願2013-154470 (P2013-154470)
 (22) 出願日 平成25年7月25日 (2013.7.25)
 (65) 公開番号 特開2015-27152 (P2015-27152A)
 (43) 公開日 平成27年2月5日 (2015.2.5)
 審査請求日 平成28年1月21日 (2016.1.21)

(73) 特許権者 000003609
 株式会社豊田中央研究所
 愛知県長久手市横道41番地の1
 (73) 特許権者 000003207
 トヨタ自動車株式会社
 愛知県豊田市トヨタ町1番地
 (74) 代理人 110001195
 特許業務法人深見特許事務所
 (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
 (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

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電源システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

負荷と接続された第1および第2の電力線間に直流電圧を出力するための電源システムであって、

第1の直流電源と、

第2の直流電源と、

前記第1の直流電源に対応する第1の開閉器と、

前記第2の直流電源に対応する第2の開閉器と、

前記第1の開閉器を経由して前記第1の直流電源と並列に接続された第1のキャパシタと、

前記第2の開閉器を経由して前記第2の直流電源と並列に接続された第2のキャパシタと、

前記第1および第2の電力線の間で電氣的に接続された第3のキャパシタと、

前記第1および第2の電力線の間で順に直列接続された、第1から第4のスイッチング素子と、

前記第2および第3のスイッチング素子の接続ノードと、前記第1の直流電源の正極端子との間に電氣的に接続された第1のリアクトルと、

前記第1および第2のスイッチング素子の接続ノードと、前記第2の直流電源の正極端子との間に電氣的に接続された第2のリアクトルとを備え、

前記第1の直流電源の負極端子は、前記第2の電力線と電氣的に接続され、

10

20

前記第 2 の直流電源の負極端子は、前記第 3 および第 4 のスイッチング素子の接続ノードと電氣的に接続され、さらに、

前記第 1 および第 2 の直流電源のうちの一方の直流電源のみに対応して設けられ、前記第 1 および第 2 の開閉器のうちの対応する一方の開閉器に対して並列に接続された電流制限回路と、

前記第 1 から第 4 のスイッチング素子のオンオフおよび前記第 1 から第 3 の開閉器のオンオフを制御するための制御装置とを備え、

前記電流制限回路は、直列に接続された第 3 の開閉器および電流制限抵抗を有し、

前記制御装置は、

前記電源システムの起動時において、前記第 1 および第 2 の開閉器がオフされた状態で前記第 3 の開閉器をオンすることにより、前記第 1 および第 2 のキャパシタのうちの前記第 3 の開閉器と接続された一方のキャパシタおよび前記第 3 のキャパシタを前記一方の直流電源の出力電圧へプリチャージするための第 1 のプリチャージ手段と、

前記一方のキャパシタのプリチャージ完了に応じて、前記第 3 の開閉器をオフする一方で前記第 1 および第 2 の開閉器のうちの前記一方の開閉器をオンするための手段と、

前記一方の開閉器がオンされる一方で、前記第 1 および第 2 の開閉器のうちの他方の開閉器と前記第 3 の開閉器とがオフされている状態で、前記第 1 および第 2 のキャパシタのうちの他方のキャパシタを、前記第 1 および第 4 のスイッチング素子の周期的なオンオフ制御を伴って前記第 1 および第 2 の直流電源のうちの他方の直流電源の出力電圧へプリチャージするための第 2 のプリチャージ手段と、

前記他方のキャパシタのプリチャージ完了に応じて、前記他方の開閉器をオンするための手段とを含む、電源システム。

【請求項 2】

前記第 2 のプリチャージ手段は、

前記他方のキャパシタおよび前記第 3 のキャパシタの電圧を、前記第 1 および第 2 の直流電源のそれぞれの出力電圧のうちの低い方の電圧まで上昇させるように、前記第 1 からの第 4 のスイッチング素子を周期的にオンオフ制御するための第 1 のスイッチング制御手段と、

前記他方のキャパシタの電圧が前記低い方の電圧まで上昇した後に、前記他方のキャパシタおよび前記第 3 のキャパシタの電圧を、前記他方の直流電源の出力電圧まで上昇させるように、前記第 1 からの第 4 のスイッチング素子を周期的にオンオフ制御するための第 2 のスイッチング制御手段とを有する、請求項 1 記載の電源システム。

【請求項 3】

前記第 1 のスイッチング制御手段は、

前記他方のキャパシタの電圧が前記低い方の電圧に上昇するまでの間、前記他方のキャパシタを前記第 1 および第 2 のリアクトルを経由して前記一方の直流電源に対して並列に接続する第 1 の動作と、前記一方の直流電源および前記他方のキャパシタを直列に前記第 1 および第 2 のリアクトルを経由して前記第 1 および第 2 の電力線の間に電氣的に接続する第 2 の動作とを周期的に繰り返すように、前記第 1 からの第 4 のスイッチング素子の周期的なオンオフを制御するための手段を有する、請求項 2 記載の電源システム。

【請求項 4】

前記第 2 のスイッチング制御手段は、

前記他方のキャパシタの電圧が前記他方の直流電源の出力電圧へ上昇するまでの間、前記一方の直流電源および前記第 1 または第 2 のリアクトルによる電流循環経路を形成する第 3 の動作と、前記一方の直流電源および前記第 1 または第 2 のリアクトルを直列に前記第 1 および第 2 の電力線の間に電氣的に接続する第 4 の動作とを周期的に繰り返すように、前記第 1 からの第 4 のスイッチング素子の周期的なオンオフを制御するための手段を有する、請求項 2 記載の電源システム。

【請求項 5】

前記電源システムの起動時に、前記他方の直流電源の出力電圧が所定電圧よりも低いと

10

20

30

40

50

きに、前記第 1 および第 4 のスイッチング素子の周期的なオンオフ制御を実行することなく、前記他方の開閉器をオンするための手段をさらに備える、請求項 1 ~ 4 のいずれか 1 項に記載の電源システム。

【請求項 6】

前記電源システムは、前記第 1 および第 2 の開閉器がオンされた状態において、複数の動作モードのうちの 1 つの動作モードを選択的に適用されて動作することによって前記直流電圧を制御するように構成され、

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、

10

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、

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、

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 のモードと、

20

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 のモードとを含む、請求項 1 ~ 5 のいずれか 1 項に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起動時の制御に関する。

【背景技術】

【0002】

複数の電源を組合せて負荷へ電源を供給する電源システムが種々提供されている。たとえば、特開 2012 - 70514 号公報（特許文献 1）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）とを切換えることが可能な電力変換器の構成が記載されている。

40

【0003】

特許文献 1 に記載の電力変換器によれば、動作モードの使い分けによって 2 つの直流電源を有効に活用しつつ、負荷への出力電圧を制御することができる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献 1】特開 2012 - 70514 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

50

【 0 0 0 5 】

一般に、直流電源を有する電源システムでは、平滑キャパシタが直流電源に対して並列に接続される。したがって、電源システムの起動時には、平滑キャパシタが直流電源の電圧まで充電される動作が必要となる。

【 0 0 0 6 】

起動時に過大な突入電流が発生するのを防止するために、電流制限回路を経由して平滑キャパシタを充電（プリチャージ）する制御が一般的に行なわれている。たとえば、電流制限回路は、直列接続された電流制限抵抗および開閉器が、直流電源および平滑キャパシタの間に接続された主開閉器と並列に接続されることによって構成される。

【 0 0 0 7 】

主開閉器をオフした状態で電流制限抵抗を経由した電流によって平滑キャパシタをプリチャージした後で、主開閉器をオンすることにより、起動時に過大な突入電流が生じることを回避できる。

【 0 0 0 8 】

しかしながら、特許文献 1 に記載されるように複数個の直流電源を有する電源システムでは、各直流電源に対応させて上述の電流制限回路の配置が必要となるため、回路素子の増加によって、サイズの大型化およびコスト上昇が懸念される。

【 0 0 0 9 】

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、複数の直流電源を含む電源システムにおいて、システム起動時のプリチャージ制御によって、一部の直流電源に対する電流制限回路の配置を省略することである。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 0 】

この発明のある局面では、電源システムは、負荷と接続された第 1 および第 2 の電力線間に直流電圧（VH）を出力するための電源システムであって、第 1 の直流電源と、第 2 の直流電源と、第 1 の直流電源に対応する第 1 の開閉器と、第 2 の直流電源に対応する第 2 の開閉器と、第 1 のキャパシタと、第 2 のキャパシタと、第 3 のキャパシタと、第 1 および第 2 の電力線の間に順に直列接続された第 1 から第 4 のスイッチング素子と、第 1 のリアクトルと、第 2 のリアクトルと、電流制限回路と、第 1 から第 4 のスイッチング素子のオンオフおよび第 1 から第 3 の開閉器のオンオフを制御するための制御装置とを含む。

第 1 のキャパシタは、第 1 の開閉器を経由して第 1 の直流電源と並列に接続される。第 2 のキャパシタは、第 2 の開閉器を経由して第 2 の直流電源と並列に接続される。第 3 のキャパシタは、第 1 および第 2 の電力線の間に電氣的に接続される。第 1 のリアクトルは、第 2 および第 3 のスイッチング素子の接続ノードと、第 1 の直流電源の正極端子との間に電氣的に接続される。第 2 のリアクトルは、第 1 および第 2 のスイッチング素子の接続ノードと、第 2 の直流電源の正極端子との間に電氣的に接続される。さらに、第 1 の直流電源の負極端子は、第 2 の電力線と電氣的に接続され、第 2 の直流電源の負極端子は、第 3 および第 4 のスイッチング素子の接続ノードと電氣的に接続される。電流制限回路は、第 1 および第 2 の直流電源のうち一方の直流電源のみに対応して設けられ、第 1 および第 2 の開閉器のうち対応する一方の開閉器に対して並列に接続される。電流制限回路は、直列に接続された第 3 の開閉器および電流制限抵抗を有する。制御装置は、電源システムの起動時において、第 1 および第 2 の開閉器がオフされた状態で第 3 の開閉器をオンすることにより、第 1 および第 2 のキャパシタのうちの第 3 の開閉器と接続された一方のキャパシタおよび第 3 のキャパシタを一方の直流電源の出力電圧へプリチャージするための第 1 のプリチャージ手段と、一方のキャパシタのプリチャージ完了に応じて、第 3 の開閉器をオフする一方で第 1 および第 2 の開閉器のうち一方の開閉器をオンするための手段と、一方の開閉器がオンされる一方で、第 1 および第 2 の開閉器のうち他方の開閉器と第 3 の開閉器とがオフされている状態で、第 1 および第 2 のキャパシタのうちの他方のキャパシタを、第 1 および第 4 のスイッチング素子の周期的なオンオフ制御を伴って第 1 および第 2 の直流電源のうち他方の直流電源の出力電圧へプリチャージするための第 2 のプ

10

20

30

40

50

リチャージ手段と、他方のキャパシタのプリチャージ完了に応じて、他方の開閉器をオンするための手段とを含む。

【 0 0 1 1 】

好ましくは、第2のプリチャージ手段は、第1のスイッチング制御手段と、第1のスイッチング制御手段とを含む。第1のスイッチング制御手段は、他方のキャパシタおよび第3のキャパシタの電圧を、第1および第2の直流電源のそれぞれの出力電圧のうちの低い方の電圧まで上昇させるように、第1からの第4のスイッチング素子を周期的にオンオフ制御する。第2のスイッチング制御手段は、他方のキャパシタの電圧が低い方の電圧まで上昇した後に、他方のキャパシタおよび第3のキャパシタの電圧を、他方の直流電源の出力電圧まで上昇させるように、第1からの第4のスイッチング素子を周期的にオンオフ制御する。

10

【 0 0 1 2 】

さらに好ましくは、第1のスイッチング制御手段は、他方のキャパシタの電圧が低い方の電圧に上昇するまでの間、第1および第2の動作を周期的に繰り返すように、第1からの第4のスイッチング素子の周期的なオンオフを制御するための手段を有する。第1の動作では、他方のキャパシタを第1および第2のリアクトルを経由して一方の直流電源に対して並列に接続するように、第1からの第4のスイッチング素子が制御される。第2の動作では、一方の直流電源および他方のキャパシタを直列に第1および第2のリアクトルを経由して第1および第2の電力線の間で電氣的に接続するように、第1からの第4のスイッチング素子が制御される。

20

【 0 0 1 3 】

あるいは、さらに好ましくは、第2のスイッチング制御手段は、他方のキャパシタの電圧が他方の直流電源の出力電圧へ上昇するまでの間、第3および第4の動作を周期的に繰り返すように、第1からの第4のスイッチング素子の周期的なオンオフを制御するための手段を有する。第3の動作では、一方の直流電源および第1または第2のリアクトルによる電流循環経路を形成するように、第1からの第4のスイッチング素子のオンオフが制御される。第4の動作では、一方の直流電源および第1または第2のリアクトルを直列に第1および第2の電力線の間で電氣的に接続するように、第1からの第4のスイッチング素子が制御される。

【 0 0 1 4 】

30

また好ましくは、電源システムは、電源システムの起動時に、他方の直流電源の出力電圧が所定電圧よりも低いときに、第1および第4のスイッチング素子の周期的なオンオフ制御を実行することなく、他方の開閉器をオンするための手段をさらに含む。

【 0 0 1 5 】

好ましくは、電源システムは、第1および第2の開閉器がオンされた状態において、複数の動作モードのうちの1つの動作モードを選択的に適用されて動作することによって直流電圧を制御するように構成される。複数の動作モードは、第1から第6のモードを有する。電力変換器は、第1のモードでは、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。電力変換器は、第2のモードでは、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。電力変換器は、第3のモードでは、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。電力変換器は、第4のモードでは、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。電力変換器は、第5のモードでは、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。電力

40

50

変換器は、第 6 のモードでは、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。

【発明の効果】

【 0 0 1 6 】

この発明によれば、複数の直流電源を含む電源システムにおいて、システム起動時のプリチャージ制御によって、一部の直流電源に対する電流制限回路の配置を省略することができる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 7 】

10

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

【図 2】電源システムの負荷の構成例を説明するための概念図である。

【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】実施の形態 1 に従う電源システムの起動時におけるプリチャージ制御の処理手順を説明するためのフローチャートである。

【図 6】C b プリチャージの状態遷移図である。

【図 7】C b プリチャージにおける第 1 および第 2 のプリチャージモードでの回路動作を説明するための図表である。

20

【図 8】C b プリチャージの第 1 のプリチャージモードにおける回路動作を説明するための概念的な回路図である。

【図 9】各プリチャージモードにおけるスイッチング制御でのデューティ比を設定するためのパルス幅変調制御を説明するための概念的な波形図である。

【図 10】C b プリチャージの第 2 のプリチャージモードにおける回路動作を説明するための概念的な回路図である。

【図 11】本実施の形態に従う電源システムの起動処理におけるプリチャージ制御の第 1 の動作例を説明するための波形図である。

【図 12】プリチャージ制御の第 2 の動作例を説明するための波形図である。

30

【図 13】本発明の実施の形態 2 に従う電源システムの構成を示す回路図である。

【図 14】実施の形態 2 に従う電源システムの起動時におけるプリチャージ制御の処理手順を説明するためのフローチャートである。

【図 15】C a プリチャージの状態遷移図である。

【図 16】C a プリチャージにおける第 1 および第 2 のプリチャージモードでの回路動作を説明するための図表である。

【図 17】C a プリチャージの第 1 のプリチャージモードにおける回路動作を説明するための概念的な回路図である。

【図 18】C a プリチャージの第 2 のプリチャージモードにおける回路動作を説明するための概念的な回路図である。

40

【発明を実施するための形態】

【 0 0 1 8 】

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。

【 0 0 1 9 】

[実施の形態 1]

図 1 は、本発明の実施の形態 1 に従う電源システム 5 の構成を示す回路図である。

【 0 0 2 0 】

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、電力変換

50

器 5 0 とを備える。電源システム 5 の負荷 3 0 は、電力線 2 0 および 2 1 の間に接続される。

【 0 0 2 1 】

本実施の形態において、直流電源 1 0 a および 1 0 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。

【 0 0 2 2 】

電力変換器 5 0 は、直流電源 1 0 a および 1 0 b と、電力線 2 0 および 2 1 との間に接続される。電力変換器 5 0 は、電力線 2 0 , 2 1 間の直流電圧（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 2 0 , 2 1 は、直流電源 1 0 a および 1 0 b に対して共通に設けられる。

10

【 0 0 2 3 】

負荷 3 0 は、電力変換器 5 0 が電力線 2 0 , 2 1 間に出力する出力電圧 V_H を受けて動作する。電圧指令値 V_H^* は、負荷 3 0 の動作に適した電圧に設定される。さらに、負荷 3 0 は、回生発電等によって、直流電源 1 0 a , 1 0 b の充電電力を発生可能に構成されてもよい。

【 0 0 2 4 】

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、平滑キャパシタ 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。

20

【 0 0 2 5 】

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 AC/DC 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 2 6 】

30

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 2 7 】

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 2 8 】

負荷 3 0（モータジェネレータ 3 5）の動作は、電動車両の走行状態（代表的には車速）およびドライバ操作（代表的には、アクセルペダルおよびブレーキペダルの操作）に応じて、必要な車両駆動力または車両制動力が得られるように制御される。すなわち、負荷 3 0 の動作指令（たとえば、モータジェネレータ 3 5 のトルク指令値）は、電動車両の走行制御によって設定される。当該走行制御は、制御装置 4 0（図 1）とは別個の上位 ECU によって実行されることが好ましい。

40

【 0 0 2 9 】

再び図 1 を参照して、平滑キャパシタ C_a は、リレー 1 2 a を経由して、直流電源 1 0 a と並列に接続される。同様に、平滑キャパシタ C_b は、リレー 1 2 b を経由して、直流電源 1 0 b と並列に接続される。リレー 1 2 a および 1 2 b は、電源システム 5 の起動時に、直流電源 1 0 a , 1 0 b のそれぞれを電力変換器 5 0 に接続する。

50

【 0 0 3 0 】

直流電源 1 0 a のみに対して、電流制限回路 1 3 が配置される。電流制限回路 1 3 は、リレー 1 2 a に対して並列に接続される。電流制限回路 1 3 は、直列に接続されたリレー 1 4 および電流制限抵抗 1 5 を有する。リレー 1 2 a がオフされた状態で、リレー 1 4 のオンによって電流制限回路 1 3 を作動させることにより、電流制限抵抗 1 5 を経由した電流経路によって、平滑キャパシタ C a を緩やかにプリチャージすることができる。

【 0 0 3 1 】

リレー 1 2 a , 1 2 b , 1 4 は、制御装置 4 0 からの制御信号（図示せず）に応答してオンオフされる。なお、電磁リレーや半導体リレー等のオンオフ制御可能な任意の開閉器を、リレー 1 2 a , 1 2 b , 1 4 として適用することができる。

10

【 0 0 3 2 】

電源システム 5 では、直流電源 1 0 a に対応して電流制限回路 1 3 が配置される一方で、直流電源 1 0 b および平滑キャパシタ C b に対しては電流制限回路が配置されていない。このように、本実施の形態に従う電源システムでは、電流制限回路 1 3 は、全ての直流電源に対応して設けられるのではなく、一部の直流電源に対しては電流制限回路の配置が省略される点が特徴である。

【 0 0 3 3 】

電力変換器 5 0 は、電力線 2 0 および 2 1 の間に直列に接続されたスイッチング素子 S 1 ~ 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、I G B T (Insulated Gate Bipolar Transistor)、電力用 M O S (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 ~ S 4 に対しては、逆並列ダイオード D 1 ~ D 4 が配置されている。また、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 は、制御信号 S G 1 ~ S G 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 ~ S 4 は、制御信号 S G 1 ~ S G 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。

20

【 0 0 3 4 】

スイッチング素子 S 1 は、電力線 2 0 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 1 0 b 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 1 0 a の正極端子との間に接続される。リアクトル L 2 はノード N 1 と直流電源 1 0 b の正極端子との間に接続される。すなわち、ノード N 1 は、スイッチング素子 S 1 および S 2 の接続モードに対応し、ノード N 2 は、スイッチング素子 S 2 および S 3 の接続モードに対応する。

30

【 0 0 3 5 】

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 1 0 b 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 および電力線 2 1 の間に電氣的に接続される。電力線 2 1 は、負荷 3 0 および、直流電源 1 0 a の負極端子と電氣的に接続される。すなわち、ノード N 3 は、スイッチング素子 S 3 および S 4 の接続モードに対応する。

40

【 0 0 3 6 】

図 1 から理解されるように、電力変換器 5 0 は、直流電源 1 0 a および直流電源 1 0 b 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 1 0 a 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 1 0 b 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。

【 0 0 3 7 】

そして、第 1 の昇圧チョッパ回路によって、直流電源 1 0 a および電力線 2 0 の間に形

50

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S1～S4が含まれる。

【0038】

制御装置40は、たとえば、図示しないCPU (Central Processing Unit) およびメモリを内蔵した電子制御ユニット (ECU) により構成されて、当該メモリに記憶されたマップおよびプログラムに基づいて、各センサによる検出値を用いた演算処理を行なうように構成される。あるいは、制御装置40の少なくとも一部は、電子回路等のハードウェアにより所定の数値・論理演算処理を実行するように構成されてもよい。

【0039】

制御装置40は、負荷30への出力電圧VHを制御するために、スイッチング素子S1～S4のオンオフを制御する制御信号SG1～SG4を生成する。さらに、制御装置40は、リレー12a, 12b, 14のオンオフを制御する制御信号 (図示せず) をさらに生成する。

【0040】

電圧センサ41は、平滑キャパシタCaの電圧Vcaを検出する。電圧センサ42は、平滑キャパシタCbの電圧Vcbを検出する。電圧センサ43は、平滑キャパシタCHの電圧、すなわち、出力電圧VHを検出する。電圧センサ41～43の検出値は、制御装置40へ与えられる。

【0041】

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、Vaと表記する) および電流 (以下、Iaと表記する)、直流電源10bの電圧 (以下、Vbと表記する) および電流 (以下、Ibと表記する)、ならびに、出力電圧VH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、TaおよびTb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。

【0042】

図1の構成において、スイッチング素子S1～S4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L1およびL2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。また、リレー12a, 12b, 14は、「第1の開閉器」、「第2の開閉器」および「第3の開閉器」にそれぞれ対応する。

【0043】

(起動後の電力変換器の動作)

電源システム5では、システム起動処理によって、平滑キャパシタCa, Cbを電圧Va, Vbまでプリチャージした後、リレー12a, 12bをオンする一方で、リレー14をオフした状態で動作する。起動処理の詳細については、後程詳細に説明する。

【0044】

電力変換器50は、直流電源10a, 10bと電力線20との間での直流電力変換の様相が異なる複数の動作モードを有する。

【0045】

図3には、電力変換器50が有する複数の動作モードが示される。

図3を参照して、動作モードは、スイッチング素子S1～S4の周期的なオンオフ制御に伴って直流電源10aおよび/または10bの出力電圧を昇圧する「昇圧モード (B)」と、スイッチング素子S1～S4のオンオフを固定して直流電源10aおよび/または10bを電力線20と電氣的に接続する「直結モード (D)」とに大別される。

【0046】

昇圧モードには、直流電源10aおよび10bと電力線20との間で並列なDC/DC変換を行なう「パラレル昇圧モード (以下、PBモード)」と、直列接続された直流電源10aおよび10bと電力線20との間でDC/DC変換を行なう「シリーズ昇圧モード

10

20

30

40

50

(以下、S Bモード)」とが含まれる。P Bモードは、特許文献1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1での「シリーズ接続モード」に対応する。

【0047】

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

10

【0048】

昇圧モードに含まれる、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S1~S4の制御については後述する。

【0049】

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、P D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、S Dモード)」とが含まれる。

20

【0050】

P Dモードでは、スイッチング素子S1, S2, S4をオンに固定する一方で、スイッチング素子S3がオフに固定される。これにより、出力電圧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、P Dモードを適用することができる。

【0051】

S Dモードでは、スイッチング素子S2, S4がオフに固定される一方で、スイッチング素子S1, S3がオンに固定される。これにより、出力電圧V_Hは、直流電源10a, 10bの出力電圧V_a, V_bの和に従って一意に決まる(V_H=V_a+V_b)。

30

【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、a D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、b Dモード)」とが含まれる。

【0053】

a Dモードでは、スイッチング素子S1, S2がオンに固定される一方で、スイッチング素子S3, S4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)。a Dモードでは、直流電源10bは、電力線20と電氣的に切り離された状態を維持されて不使用とされる。なお、V_b>V_aの状態ではa Dモードを適用すると、スイッチング素子S2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、a Dモードの適用には、V_a>V_bが必要条件となる。

40

【0054】

同様に、b Dモードでは、スイッチング素子S1, S4がオンに固定される一方で、スイッチング素子S2, S3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)。b Dモードでは、直流電源10aは、電力線20と電氣的に切り離された状態を維持されて不使用とされる。なお、V_a>V_bの状態ではb Dモードを適用すると、ダイオードD2を介して直流電源10aから10bに短絡電流が生じる。このため、b Dモードの適用には、V_b>V_aが必要条件となる。

50

【 0 0 5 5 】

直結モードに含まれる、P Dモード、S Dモード、a Dモードおよびb Dモードの各々では、電力線20の出力電圧V Hは、直流電源10 a, 10 b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。

【 0 0 5 6 】

一方で、直結モードでは、スイッチング素子S 1 ~ 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がある。

10

【 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、S Dモードは「第3のモード」に対応する。さらに、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、P 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10 a, 10 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。

20

【 0 0 5 9 】

したがって、直流電源10 a, 10 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10 aが高容量型の電源で構成される一方で、直流電源10 bは高出力型の電源で構成される。したがって、直流電源10 aの動作領域110は、直流電源10 bの動作領域120と比較して、出力可能な電力範囲が狭い。一方で、動作領域120は、動作領域110と比較して、蓄積可能なエネルギー範囲が狭い。

30

【 0 0 6 1 】

負荷30の動作点101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101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30の動作点102では、比較的low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102は、継続的な高速定常走行に対応する。

【 0 0 6 2 】

動作点101に対しては、主に、高出力型の直流電源10 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102に対しては、主に、高容量型の直流電源10 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。

40

【 0 0 6 3 】

このように、種類および容量の異なる直流電源を組み合わせることにより、各直流電源の特性を活かして、システム全体で有効に蓄積エネルギーを使用することができる。以下、本実施の形態では、直流電源10 aが二次電池で構成され、直流電源10 bがキャパシタ

50

によって構成される例を説明する。ただし、直流電源 10a, 10b の組み合わせはこの例に限定されるものではなく、同種および / または同容量の直流電源 (蓄電装置) によって構成することも可能である。

【0064】

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 10a, 10b 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 10a, 10b 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 30 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 10a, 10b の一方のみを使用するモード (aB モード, bB モード, aD モード, bD 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。

10

【0065】

このように、本実施の形態 1 に従う電源システム 5 では、直流電源 10a, 10b および / または負荷 30 の動作状態に応じて、電源システム 5 全体での効率が最適化されるように、図 3 に示した複数の動作モードの選択しながら動作することができる。

【0066】

(電源システムの起動処理)。

電源システム 5 の起動時には、平滑キャパシタ Ca, Cb, CH の電圧 Vca, Vcb, VH は 0 となっている。したがって、システム起動処理においては、過大電流を生じさせることなく、各平滑キャパシタ Ca, Cb, CH のプリチャージを完了することが必要である。

20

【0067】

本実施の形態に従う電源システムでは、一部の直流電源 (図 1 の例では、直流電源 10a) のみに電流制限回路 13 が配置されている。したがって、電流制限回路が設けられていない平滑キャパシタ Cb をプリチャージするために、以下のようなプリチャージ制御が実行される。

【0068】

図 5 は、実施の形態 1 に従う電源システムの起動時におけるプリチャージ制御の処理手順を説明するためのフローチャートである。プリチャージ制御は、制御装置 40 が、以下に説明する処理手順に従って、リレー 12a, 12b, 14 およびスイッチング素子 S1 ~ S4 のオンオフを制御することによって実現される。

30

【0069】

図 5 を参照して、電源システム 5 の起動時に、制御装置 40 は、まずステップ S100 により、電流制限回路 13 によって、平滑キャパシタ Ca のプリチャージ (以下、単に Ca プリチャージとも称する) を実行する。

【0070】

ステップ S100 による Ca プリチャージでは、リレー 12a, 12b がオフされる一方で、リレー 14 がオンされる。これにより、電流制限回路 13 が作動する。平滑キャパシタ Ca は、電流制限抵抗 15 を経由した電流経路によって、直流電源 10a により充電される。これにより、過大な突入電流が生じることを防止できる。平滑キャパシタ Ca の電圧 Vca が直流電源 10a の電圧 Va まで上昇すると、Ca プリチャージは完了する。

40

【0071】

Ca プリチャージ時には、平滑キャパシタ CH も、ダイオード D1, D2 によって形成される電流経路により、直流電源 10a によって充電される。すなわち、Ca プリチャージでは、電流制限回路 13 からの電流によって、平滑キャパシタ Ca および CH が並列に充電される。したがって、Ca プリチャージの完了時点において、 $VH = Vca = Va$ である。

【0072】

制御装置 40 は、Ca プリチャージが完了すると、ステップ S150 により、リレー 1

50

4 をオフするとともに、リレー 1 2 a をオンする。これにより、プリチャージ後の平滑キャパシタ C a と直流電源 1 0 a とは、電流制限抵抗 1 5 を経由せずに電氣的に接続される。

【 0 0 7 3 】

制御装置 4 0 は、さらに、ステップ S 2 0 0 により、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 の周期的なオンオフ制御（スイッチング制御）を伴って、平滑キャパシタ C b のプリチャージ（以下、C b プリチャージとも称する）を実行する。後述するように、C b プリチャージでは、リレー 1 2 b がオフされた状態で、2 つのプリチャージモード P 1 および P 2 が順に選択される。

【 0 0 7 4 】

制御装置 4 0 は、平滑キャパシタ C b の電圧 V c b が直流電源 1 0 b の電圧 V b まで上昇すると、ステップ S 2 5 0 により、C b プリチャージを完了する。

【 0 0 7 5 】

制御装置 4 0 は、C b プリチャージが完了すると、ステップ S 3 0 0 により、リレー 1 2 b をオンする。これにより、プリチャージ後の平滑キャパシタ C a および C b の両方が、直流電源 1 0 a および 1 0 b とそれぞれ並列に接続された状態となって、起動処理が終了する。

【 0 0 7 6 】

次に、C b プリチャージの詳細について、さらに説明を進める。

図 6 には、C b プリチャージの状態遷移図が示される。

【 0 0 7 7 】

図 6 を参照して、C b プリチャージが開始されると、直流電源 1 0 b の電圧 V b がまず判定される。電圧 V b がほぼ 0 であるときには、リレー 1 2 b をオンしても、直流電源 1 0 b および平滑キャパシタ C b の間に大きな電流が流れるおそれがない。したがって、V b = 0 の場合には、C b のプリチャージが開始されると、スイッチング制御によるプリチャージを省略して、直ちに C b プリチャージを完了して、リレー 1 2 b をオンすることができる。

【 0 0 7 8 】

通常時には、直流電圧 V b > 0 であるから、C b プリチャージが開始されると、プリチャージモード P 1 が選択される。そして、プリチャージモード P 1 により、平滑キャパシタ C b の電圧 V c b が、電圧 V a , V b のうちの低い方の電圧 $\min(V a, V b)$ 近傍まで上昇すると、プリチャージモード P 1 が終了されて、プリチャージモード P 2 が選択される。たとえば、電圧 V c b が $\min(V a, V b) - (\quad : \text{所定値})$ よりも高くなると、プリチャージモード P 1 が終了される。

【 0 0 7 9 】

さらに、平滑キャパシタ C b の電圧 V c b が、直流電源 1 0 b の電圧 V b 近傍になると、プリチャージモード P 2 が終了されて、C b プリチャージが完了する。これにより、リレー 1 2 b のオンが可能となる。たとえば、電圧 V c b が、 $V b - (\quad < V c b < V b + (\quad, \quad : \text{所定値}))$ の範囲内になると、プリチャージモード P 2 が終了される。

【 0 0 8 0 】

図 7 は、C b プリチャージにおけるプリチャージモード P 1 および P 2 での回路動作を説明するための図表である。

【 0 0 8 1 】

図 7 を参照して、プリチャージモード P 1 , P 2 の各々では、デューティ比 D p に従う制御パルス信号 S D p に従って、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 のオンオフが制御される。

【 0 0 8 2 】

プリチャージモード P 1 では、制御パルス信号 S D p , / S D p に従って、スイッチング素子 S 1 および S 3 のペアと、スイッチング素子 S 2 および S 4 のペアとが、相補的にオンオフされる。以下では、V b > V a であるときの動作例を説明する。

【 0 0 8 3 】

10

20

30

40

50

図 8 には、プリチャージモード P 1 における回路動作が示される。

図 8 (a) を参照して、スイッチング素子 S 2 , S 4 がオンされる一方で、スイッチング素子 S 1 , S 3 がオフされる期間では、平滑キャパシタ C b が、リアクトル L 1 , L 2 を経由して直流電源 1 0 a に対して並列に接続される。この際に、平滑キャパシタ C b を流れる電流の増加量は、リアクトル L 1 および L 2 、ならびに、スイッチング素子 S 2 , S 4 のオン期間の長さによって制限されるので、過大な電流は生じない。図 8 (a) の回路動作を継続すると、最終的には $V_{cb} = V_a$ となる。

【 0 0 8 4 】

図 8 (b) を参照して、スイッチング素子 S 1 , S 3 がオンされる一方で、スイッチング素子 S 2 , S 4 がオフされる期間では、直流電源 1 0 a および平滑キャパシタ C b は、リアクトル L 1 , L 2 を経由して、電力線 2 0 および 2 1 の間に直列に接続される。これにより、平滑キャパシタ C H の電圧 V_H は、 $(V_a + V_{cb})$ へ向けて上昇する。この際にも、平滑キャパシタ C b を流れる電流の増加量は、リアクトル L 1 および L 2 、ならびに、スイッチング素子 S 1 , S 3 のオン期間の長さによって制限される。

【 0 0 8 5 】

再び図 8 を参照して、プリチャージモード P 1 では、図 8 (a) および (b) の期間の比率を決めるデューティ比 D_p は、下記 (1) 式に従って、 $0 < D_p < D_{max} (D_{max} < 1)$ の範囲内で設定される。

【 0 0 8 6 】

$$D_p = (V_H - V_{cb}) / V_H \quad \dots (1)$$

図 9 には、各プリチャージモードにおけるスイッチング制御でのデューティ比を設定するためのパルス幅変調制御を説明する概念的な波形図が示される。

【 0 0 8 7 】

図 9 を参照して、デューティ比 D_p と所定周期の搬送波 C W との電圧比較に基づいて、制御パルス信号 S D p およびその反転信号 $\overline{S D p}$ が生成される。搬送波 C W の電圧がデューティ比 D_p よりも大きい期間では、制御パルス信号 S D p は、論理ローレベル (以下、L レベルとも称する) に設定され、制御パルス信号 $\overline{S D p}$ は、論理ハイレベル (以下、単に H レベルとも称する) に設定される。

【 0 0 8 8 】

制御パルス信号 S D p の L レベル期間では、図 8 (a) に示されるようにスイッチング素子 S 2 , S 4 がオンされる一方で、制御パルス信号 $\overline{S D p}$ の L レベル期間では、図 8 (b) に示されるようにスイッチング素子 S 1 , S 3 がオンされる。

【 0 0 8 9 】

プリチャージモード P 1 の開始時には、 $V_H = V_a$ である一方で、 $V_{cb} = 0$ である。したがって、デューティ比 D_p の初期値は D_{max} となる。 $D_{max} < 1$ のため、ごく短時間、図 8 (a) の回路動作が実行されることにより、 V_{cb} が上昇する。以降では、 V_{cb} の上昇に伴ってデューティ比 D_p が低下することにより、図 8 (a) の回路動作の期間の比率が上昇する。そして、最終的には、 $V_{cb} = V_a$ となった状態で、スイッチング動作が停止される。

【 0 0 9 0 】

実際には、図 6 に示したように、 $V_{cb} > \min(V_a, V_b) - (\quad : \text{所定値})$ の条件が成立すると、プリチャージモード P 1 は終了される。プリチャージモード P 1 では、スイッチング素子 S 1 , S 4 が同時にオンされないため、平滑キャパシタ C H および C b の間に突入電流が流れることを防止できる。したがって、電圧 V_{cb} が低い間には、プリチャージモード P 1 が適用される。

【 0 0 9 1 】

再び、図 7 を参照して、プリチャージモード P 2 では、スイッチング素子 S 1 , S 4 はオンに固定される一方で、制御パルス信号 S D p , $\overline{S D p}$ に従って、スイッチング素子 S 2 と S 3 とが相補的にオンオフされる。

【 0 0 9 2 】

図 10 には、プリチャージモード P2 における回路動作が示される。

図 10 (a) には、制御パルス信号 /SDp の H レベル期間における回路動作が示される一方で、図 10 (b) には、制御パルス信号 SDp の H レベル期間における回路動作が示される。

【0093】

図 10 (a) , (b) を通じて、スイッチング素子 S1 , S4 がオンに維持されるので、プリチャージモード P2 中には、平滑キャパシタ Cb および CH は、並列に接続された状態を維持する。

【0094】

一方で、図 10 (b) に示されたスイッチング素子 S3 , S4 がオンされる期間と、図 10 (a) に示されたスイッチング素子 S3 がオフされる期間とを繰り返すことにより、いわゆる昇圧チョップの回路動作によって、出力電圧 VH が、直流電源 10a の電圧 Va よりも昇圧される。すなわち、プリチャージモード P2 では、並列接続された平滑キャパシタ Cb および CH を、直流電源 10a の電圧 Va よりも高い電圧にプリチャージすることができる。

【0095】

再び図 7 を参照して、プリチャージモード P2 では、図 10 (a) および (b) の期間の比率を決めるデューティ比 Dp は、下記 (2) 式に従って、 $0 < Dp < Dmax$ ($Dmax < 1$) の範囲内で設定される。

【0096】

$$Dp = (Vb - Vcb) / Vb \quad \dots (2)$$

したがって、デューティ比 Dp に基づく図 9 に示したパルス幅変調制御によって、 $VH^* = Vcb$ を電圧指令値として出力電圧 VH を制御するように、スイッチング素子 S1 ~ S4 のオンオフは制御される。そして、最終的には、 $VH = Vb$ となった状態で、スイッチング動作が停止される。この結果、平滑キャパシタ CH と並列に接続される平滑キャパシタ Cb についても、 $Vcb = Vb$ となるまで、プリチャージすることが可能となる。

【0097】

実際には、図 6 に示したように、 $Vb - \Delta < Vcb < Vb + \Delta$ (Δ : 所定値) の条件が成立すると、プリチャージモード P2 は終了されて、Cb プリチャージが完了する。

【0098】

図 11 は、本実施の形態に従う電源システム 5 の起動処理におけるプリチャージ制御の第 1 の動作例を説明するための波形図である。図 11 には、上述した $Vb > Va$ のときの動作例が示される。

【0099】

図 11 を参照して、電源システム 5 の起動が指示されると、時刻 t1 において、電流制限回路 13 のリレー 14 がオンされる。これにより、電流制限回路 13 が設けられた直流電源 10a に対応する平滑キャパシタ Ca のプリチャージが開始される。

【0100】

時刻 t1 より、電流制限抵抗 15 を経由した充電電流によって、平滑キャパシタ Ca および CH が充電される。この際には、電流制限抵抗 15 の作用によって、リレー 14 をオン状態に維持しても、過大な充電電流は発生しない。

【0101】

時刻 t2 において、平滑キャパシタ Ca , CH の電圧 Vca , VH が、直流電源 10a の電圧 Va と同等になると、Ca プリチャージの完了に応じて、リレー 12a がオンされる。さらに、時刻 t3 において、リレー 14 がオフされる。これにより、電流制限回路 13 は停止されて、電流制限抵抗 15 を経由せずに、直流電源 10a および平滑キャパシタ Ca が電氣的に接続される。

【0102】

Ca プリチャージの完了に応じて、Cb プリチャージが開始されると、まず、時刻 t4 から、プリチャージモード P1 が開始される。プリチャージモード P1 では、図 7 および

10

20

30

40

50

図 8 で説明したスイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ のオンオフ制御によって、スイッチング制御された電流によって平滑キャパシタ C_b が充電されることにより、電圧 V_b が上昇する。電圧 V_H も $V_a + V_{cb}$ に従って上昇する。

【0103】

図 10 の例では、 $\min(V_a, V_b) = V_a$ のため、時刻 t_5 において、電圧 V_{cb} が V_a まで上昇すると、プリチャージモード P_1 は終了されて、プリチャージモード P_2 が開始される。プリチャージモード P_2 では、図 7 および図 9 で説明したスイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ のオンオフ制御によって、平滑キャパシタ C_b の電圧 V_{cb} が、直流電源 10a の電圧 V_a よりも昇圧されて、電圧 V_b へ向かって上昇する。電圧 V_H も同様に、電圧 V_b へ向かって上昇する。

10

【0104】

時刻 t_6 において、平滑キャパシタ C_b の電圧 V_{cb} が、直流電源 10b の電圧 V_b とほぼ一致すると、プリチャージモード P_2 が終了されて、 C_b プリチャージが完了する。これにより、時刻 t_7 において、リレー 12b がオンされる。

【0105】

これにより、電源システム 5 の起動時におけるプリチャージ制御が完了する。この結果、直流電源 10a, 10b の各々は、リレー 12a, 12b を経由して、平滑キャパシタ C_a, C_b と並列接続された状態で、電力変換器 50 と接続される。すなわち、電源システム 5 は、起動時処理を終了して、図 3 に示された複数の動作モードのいずれかを適用して、出力電圧 V_H を電圧指令値 V_H^* へ制御する動作を実行可能な状態となる。

20

【0106】

上述した起動時におけるプリチャージ制御は、直流電源 10a, 10b が $V_b < V_a$ の関係にある場合にも、同様に適用することができる。

【0107】

図 12 は、本実施の形態に従う電源システム 5 の起動処理におけるプリチャージ制御の第 2 の動作例を説明するための波形図である。図 12 には、図 11 とは逆に、上述した $V_b < V_a$ のときの動作例が示される。

【0108】

図 12 を参照して、時刻 $t_1 \sim t_3$ において、図 11 と同様に C_a プリチャージが実行されるとともに、時刻 t_4 からはプリチャージモード P_1 が開始される。これにより、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ によりスイッチング制御された電流によって、平滑キャパシタ C_b が充電される。プリチャージモード P_1 では、平滑キャパシタ C_H の電圧 V_H は、電圧 V_a からさらに上昇する。

30

【0109】

図 12 の例では、 $\min(V_a, V_b) = V_b$ のため、時刻 t_5 において、電圧 V_{cb} が V_b まで上昇すると、プリチャージモード P_1 は終了されて、プリチャージモード P_2 が開始される。しかしながら、プリチャージモード P_2 の開始時において、電圧 V_{cb} は電圧 V_b 近傍まで上昇しているため、即座に、プリチャージモード P_2 の終了条件である、 $V_b - \Delta < V_{cb} < V_b + \Delta$ が、時刻 t_6 において成立することになる。

【0110】

この結果、 C_b プリチャージが完了するので、時刻 t_7 において、リレー 12b がオンされる。すなわち、プリチャージモード P_2 はごく短期間で終了されて、電源システム 5 の起動時におけるプリチャージ制御が完了する。時刻 t_7 以降では、図 11 の場合と同様に、直流電源 10a, 10b の各々は、リレー 12a, 12b を経由して、平滑キャパシタ C_a, C_b と並列接続された状態で、電力変換器 50 と接続される。

40

【0111】

図 11 および図 12 に示したように、直流電源 10a, 10b の電圧 V_a, V_b の高低に関わらず、電流制限抵抗が設けられていない平滑キャパシタ C_b を電圧 V_b へプリチャージすることができる。

【0112】

50

このように、実施の形態 1 に従う電源システムでは、直流電源 10 a のみに電流制限回路 13 が配置されている構成としても、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 によってスイッチング制御された電流によって、電流制限抵抗が設けられていない平滑キャパシタ C b を充電することができる。この結果、直流電源の個数よりも電流制限回路の配置個数を少なくした回路構成によって、電源システムの起動時に、過大な突入電流を生じさせることなく、各平滑キャパシタをプリチャージすることができる。これにより、電源システムの部品点数削減による小型化および低コスト化を図ることができる。

【0113】

[実施の形態 2]

実施の形態 1 では、直流電源 10 b に対応する電流制限回路 13 の配置を省略する構成を説明した。実施の形態 2 では、実施の形態 1 とは反対に、直流電源 10 a に対する電流制限回路 13 の配置を省略した構成における起動時制御について説明する。

【0114】

図 13 は、本実施の形態 2 に従う電源システム 5 の構成を示す回路図である。

図 13 を図 1 と比較して、実施の形態 2 に従う電源システム 5 では、電流制限回路 13 が、リレー 12 b と並列に接続されている。一方で、直流電源 10 a のリレー 12 a に対しては、電流制限回路 13 が配置されていない。電源システム 5 のその他の部分の構成は、図 1 に示された電源システム 5 と同様であるので、詳細な説明は繰返さない。

【0115】

実施の形態 2 に従う電源システムでは、直流電源 10 b のみに電流制限回路 13 が配置されているので、電流制限回路が設けられていない平滑キャパシタ C a をプリチャージするために、以下のようなプリチャージ制御が実行される。

【0116】

図 14 は、実施の形態 2 に従う電源システムの起動時におけるプリチャージ制御の処理手順を説明するためのフローチャートである。プリチャージ制御は、制御装置 40 が、以下に説明する処理手順に従って、リレー 12 a , 12 b , 14 およびスイッチング素子 S 1 ~ S 4 のオンオフを制御することによって実現される。

【0117】

図 14 を参照して、電源システム 5 の起動時に、制御装置 40 は、まずステップ S 100 により、電流制限回路 13 によって、平滑キャパシタ C b のプリチャージ (C b プリチャージ) を実行する。

【0118】

ステップ S 100 による C b プリチャージでは、リレー 12 a , 12 b がオフされる一方で、リレー 14 がオンされる。これにより、電流制限回路 13 が作動する。平滑キャパシタ C b は、電流制限抵抗 15 を経由した電流経路によって、直流電源 10 b により充電される。これにより、過大な突入電流が生じることを防止できる。平滑キャパシタ C b の電圧 V c b が直流電源 10 b の電圧 V b まで上昇すると、C b プリチャージは完了する。

【0119】

C b プリチャージ時には、平滑キャパシタ C H も、ダイオード D 1 , D 2 によって形成される電流経路により、直流電源 10 b によって充電される。すなわち、C b プリチャージでは、電流制限回路 13 からの電流によって、平滑キャパシタ C b および C H が並列に充電される。したがって、C b プリチャージの完了時点において、 $V_H = V_{cb} = V_b$ である。

【0120】

制御装置 40 は、C b プリチャージが完了すると、ステップ S 150 により、リレー 14 をオフするとともに、リレー 12 b をオンする。これにより、プリチャージ後の平滑キャパシタ C b と直流電源 10 b とは、電流制限抵抗 15 を経由せずに電氣的に接続される。

【0121】

10

20

30

40

50

制御装置 40 は、さらに、ステップ S 200 により、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 の周期的なオンオフ制御（スイッチング制御）を伴って、平滑キャパシタ C a のプリチャージ（C a プリチャージ）を実行する。C a プリチャージでは、リレー 12 a がオフされた状態で、2 つのプリチャージモード P 1 および P 2 が順に選択される。

【0122】

制御装置 40 は、平滑キャパシタ C a の電圧 V c a が直流電源 10 a の電圧 V a まで上昇すると、ステップ S 250 により、C a プリチャージを完了する。

【0123】

制御装置 40 は、C a プリチャージが完了すると、ステップ S 300 により、リレー 12 a をオンする。これにより、プリチャージ後の平滑キャパシタ C a および C b の両方が、直流電源 10 a および 10 b とそれぞれ並列に接続された状態となって、起動処理が終了する。

10

【0124】

次に、C a プリチャージの詳細について、さらに説明を進める。

図 15 には、C a プリチャージの状態遷移図が示される。

【0125】

図 15 を参照して、C a プリチャージが開始されると、直流電源 10 a の電圧 V b がまず判定される。電圧 V a がほぼ 0 であるときには、スイッチング制御によるプリチャージを省略して、直ちに C a プリチャージを完了して、リレー 12 a をオンすることができる。

20

【0126】

通常時には、直流電圧 $V_a > 0$ であるから、C a プリチャージが開始されると、プリチャージモード P 1 が選択される。そして、プリチャージモード P 1 により、平滑キャパシタ C a の電圧 V c a が、電圧 V a , V b のうちの低い方の電圧 $\min(V_a, V_b)$ 近傍まで上昇すると、プリチャージモード P 1 が終了されて、プリチャージモード P 2 が選択される。たとえば、電圧 V c a が $\min(V_a, V_b) - (\quad : \text{所定値})$ よりも高くなると、プリチャージモード P 1 が終了される。

【0127】

さらに、平滑キャパシタ C a の電圧 V c a が、直流電源 10 a の電圧 V a 近傍になると、プリチャージモード P 2 が終了されて、C a プリチャージが完了する。これにより、リレー 12 a のオンが可能となる。たとえば、電圧 V c a が、 $V_a - (\quad < V_c a < V_a + (\quad, \quad : \text{所定値})$ の範囲内になると、プリチャージモード P 2 が終了される。

30

【0128】

図 16 は、C a プリチャージにおけるプリチャージモード P 1 および P 2 での回路動作を説明するための図表である。

【0129】

図 16 を参照して、C b プリチャージと同様に、プリチャージモード P 1 , P 2 の各々では、デューティ比 D p に従う制御パルス信号 S D p に従って、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 のオンオフが制御される。

【0130】

プリチャージモード P 1 では、制御パルス信号 S D p , / S D p に従って、スイッチング素子 S 1 および S 3 のペアと、スイッチング素子 S 2 および S 4 のペアとが、相補的にオンオフされる。以下では、 $V_b > V_a$ であるときの動作例を説明する。

40

【0131】

図 17 には、C a プリチャージのプリチャージモード P 1 における回路動作が示される。

【0132】

図 17 (a) を参照して、スイッチング素子 S 2 , S 4 がオンされる一方で、スイッチング素子 S 1 , S 3 がオフされる期間では、平滑キャパシタ C a が、リアクトル L 1 , L 2 を経由して直流電源 10 b に対して並列に接続される。この際に、平滑キャパシタ C a

50

を流れる電流の増加量は、リアクトル L_1 および L_2 、ならびに、スイッチング素子 S_2 、 S_4 のオン期間の長さによって制限されるので、過大な電流は生じない。図 17 (a) の回路動作を継続すると、最終的には $V_{ca} = V_b$ となる。

【0133】

図 17 (b) を参照して、スイッチング素子 S_1 、 S_3 がオンされる一方で、スイッチング素子 S_2 、 S_4 がオフされる期間では、直流電源 10b および平滑キャパシタ C_a は、リアクトル L_1 、 L_2 を経由して、電力線 20 および 21 の間に直列に接続される。これにより、平滑キャパシタ C_H の電圧 V_H は、 $(V_b + V_{ca})$ へ向けて上昇する。この際にも、平滑キャパシタ C_b を流れる電流の変化は、リアクトル L_1 および L_2 、ならびに、スイッチング素子 S_1 、 S_3 のオン期間の長さによって制限される。

10

【0134】

再び図 16 を参照して、 C_a プリチャージのプリチャージモード P1 では、図 17 (a) および (b) の期間の比率を決めるデューティ比 D_p は、下記 (3) 式に従って、 $0 < D_p < D_{max}$ ($D_{max} < 1$) の範囲内で設定される。

【0135】

$$D_p = (V_H - V_{ca}) / V_H \quad \dots (3)$$

図 9 で説明したように、デューティ比 D_p が低下すると制御パルス信号 / S_{Dp} の H レベル期間が長くなるので、図 17 (a) に示されるようにスイッチング素子 S_2 、 S_4 がオンされる期間が長くなる。

【0136】

20

プリチャージモード P1 の開始時には、デューティ比 D_p の初期値は D_{max} となるので、ごく短時間、図 17 (a) の回路動作が実行されることにより、 V_{ca} が上昇する。以降では、 V_{ca} の上昇に伴ってデューティ比 D_p が低下することにより、図 17 (a) の回路動作の期間の比率が上昇する。そして、図 15 に示したように、 $V_{ca} > \min(V_a, V_b) - (\text{ : 所定値})$ の条件が成立すると、プリチャージモード P1 は終了される。

【0137】

再び、図 16 を参照して、プリチャージモード P2 では、スイッチング素子 S_1 、 S_2 はオンに固定される一方で、制御パルス信号 S_{Dp} 、/ S_{Dp} に従って、スイッチング素子 S_3 および S_4 が相補的にオンオフされる。

30

【0138】

図 18 には、プリチャージモード P2 における回路動作が示される。

図 18 (a) には、制御パルス信号 / S_{Dp} の H レベル期間における回路動作が示される一方で、図 18 (b) には、制御パルス信号 S_{Dp} の H レベル期間における回路動作が示される。

【0139】

図 18 (a)、(b) を通じて、スイッチング素子 S_1 、 S_2 がオンに維持されるので、プリチャージモード P2 中には、平滑キャパシタ C_a および C_H は、並列に接続された状態を維持する。

【0140】

40

一方で、図 18 (b) に示されたスイッチング素子 S_2 、 S_3 がオンされる期間と、図 18 (a) に示されたスイッチング素子 S_3 がオフされる期間とを繰り返すことにより、いわゆる昇圧チョップの回路動作によって、出力電圧 V_H が、直流電源 10b の電圧 V_b よりも昇圧される。すなわち、プリチャージモード P2 では、並列接続された平滑キャパシタ C_a および C_H を、直流電源 10b の電圧 V_b よりも高い電圧にプリチャージすることができる。

【0141】

再び図 16 を参照して、プリチャージモード P2 では、図 18 (a) および (b) の期間の比率を決めるデューティ比 D_p は、下記 (4) 式に従って、 $0 < D_p < D_{max}$ ($D_{max} < 1$) の範囲内で設定される。

50

【 0 1 4 2 】

$$Dp = (V_a - V_{ca}) / V_a \quad \dots (4)$$

したがって、デューティ比 Dp に基づくパルス幅変調制御（図 9）によって、 $V_{H*} = V_{ca}$ を電圧指令値として出力電圧 V_H を制御するように、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ のオンオフは制御される。そして、最終的には、 $V_H = V_a$ となった状態で、スイッチング動作が停止される。この結果、平滑キャパシタ C_H と並列に接続される平滑キャパシタ C_a についても、 $V_{ca} = V_a$ となるまで、プリチャージすることが可能となる。実際には、図 15 に示したように、 $V_a - \quad < V_{ca} < V_a + \quad$ （ \quad ， \quad ：所定値）の条件が成立すると、プリチャージモード P_2 は終了されて、 C_a プリチャージが完了する。

【 0 1 4 3 】

なお、 $V_a > V_b$ の場合には、図 11 の動作波形図における電圧 V_{ca} の挙動と同様に、電圧 V_{cb} を制御することができる。すなわち、図 11 において、リレー 12a とリレー 12b との波形図を入替えることにより、平滑キャパシタ C_a をプリチャージすることができる。

【 0 1 4 4 】

同様に、 $V_b > V_a$ の場合には、図 12 の動作波形図における電圧 V_{ca} の挙動と同様に、電圧 V_{cb} を制御することができる。すなわち、図 12 において、リレー 12a とリレー 12b との波形図を入替えることにより、平滑キャパシタ C_a をプリチャージすることができる。

【 0 1 4 5 】

このように、実施の形態 2 に従う電源システムでは、直流電源 10b のみに電流制限回路 13 が配置されている構成としても、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ によってスイッチング制御された電流によって、電流制限抵抗が設けられていない平滑キャパシタ C_a を充電することができる。この結果、直流電源の個数よりも電流制限回路の配置個数を少なくした回路構成によって、電源システムの起動時に、過大な突入電流を生じさせることなく、各平滑キャパシタをプリチャージすることができる。これにより、電源システムの部品点数削減による小型化および低コスト化を図ることができる。

【 0 1 4 6 】

なお、電源システム 5, 5 において、負荷 30 は、電力変換器によって制御される直流電圧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負荷に限定されるものではない。

【 0 1 4 7 】

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。

【 符号の説明 】

【 0 1 4 8 】

5, 5 電源システム、10a, 10b 直流電源、12a, 12b, 14 リレー、13 電流制限回路、15 電流制限抵抗、20, 21 電力線、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、41 ~ 43 電圧センサ、50 電力変換器、101, 102 動作点、110, 120 動作領域、 C_H , C_a , C_b 平滑キャパシタ、 C_W 搬送波、 $D_1 \sim D_4$ 逆並列ダイオード、 Dp デューティ比（プリチャージ制御、 L_1 , L_2 リアクトル、 N_1 , N_2 , N_3 ノード、 $S_1 \sim S_4$ 電力用半導体スイッチング素子、 SDp , $/SDp$ 制御パルス信号、 $SG_1 \sim SG_4$ 制御信号、 V_H 出力電圧、 V_{H*} 電圧指令値。

10

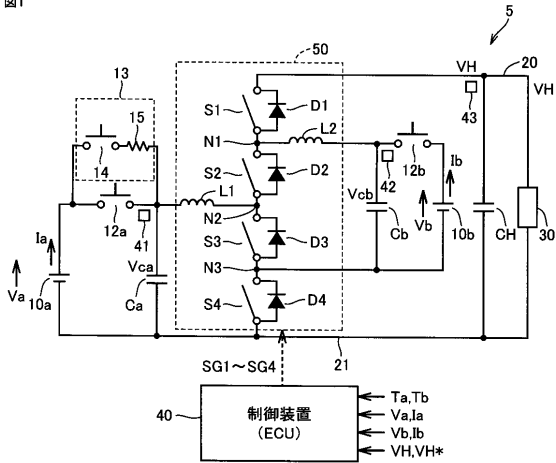
20

30

40

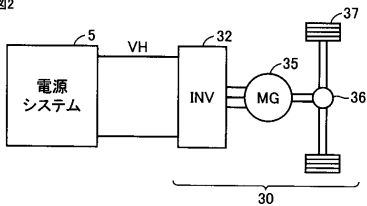
【図 1】

図1



【図 2】

図2



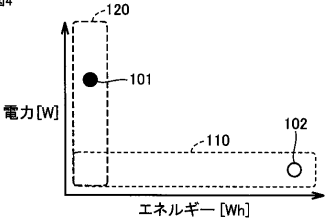
【図 3】

図3

動作モード	使用電源	出力電圧	S1	S2	S3	S4	k
PB	10aおよび10b (並列)	$VH \rightarrow VH^*$	PWM制御				制御可能
SB	10aおよび10b (直列)	$VH \rightarrow VH^*$	PWM制御				$\frac{Va}{Va+Vb}$
aB	10aのみ	$VH \rightarrow VH^*$	PWM制御				1.0
bB	10bのみ	$VH \rightarrow VH^*$	PWM制御				0.0
PD	10aおよび10b	$VH=Va=Vb$	オン	オン	オフ	オン	内部抵抗比
SD	10aおよび10b	$VH=Va+Vb$	オン	オフ	オン	オフ	$\frac{Va}{Va+Vb}$
aD	10aのみ	$VH=Va$ ($Va > Vb$)	オン	オン	オフ	オフ	1.0
bD	10bのみ	$VH=Vb$ ($Vb > Va$)	オン	オフ	オフ	オン	0.0

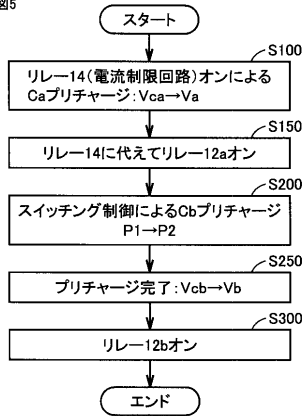
【図 4】

図4



【図 5】

図5



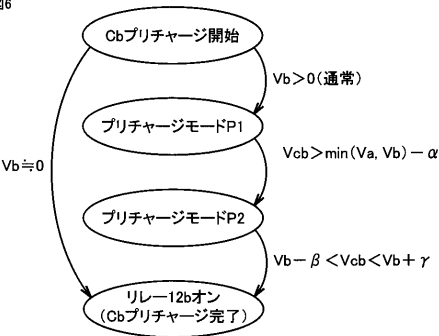
【図 7】

図7

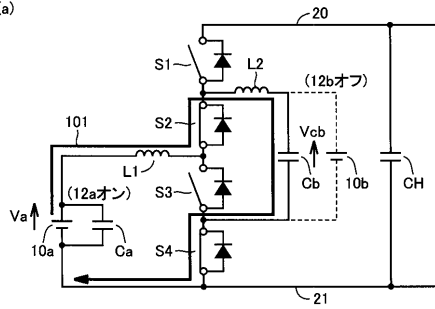
モード	デューティ比Dp	S1	S2	S3	S4
P1	$\frac{VH-Vcb}{VH}$	SDp	/SDp	SDp	/SDp
P2	$\frac{Vb-Vcb}{Vb}$	オン	/SDp	SDp	オン

【図 6】

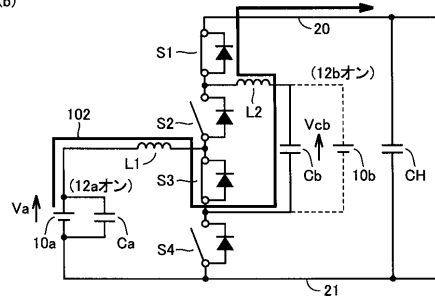
図6



【図 8】

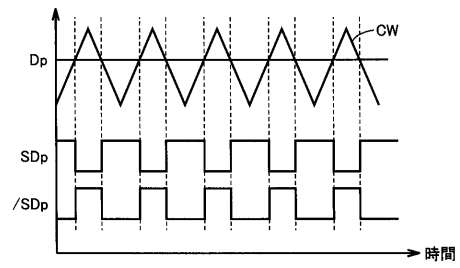
図8
(a)

(b)



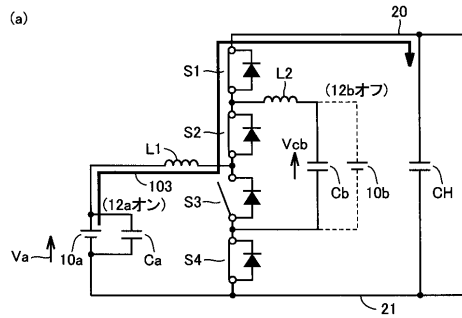
【図 9】

図9

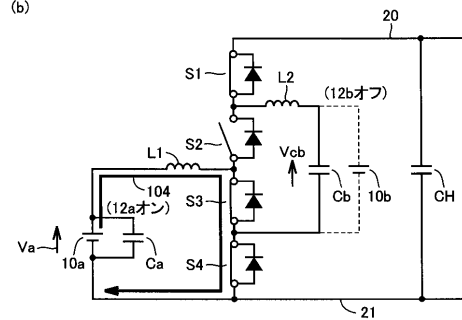


【図 10】

図10

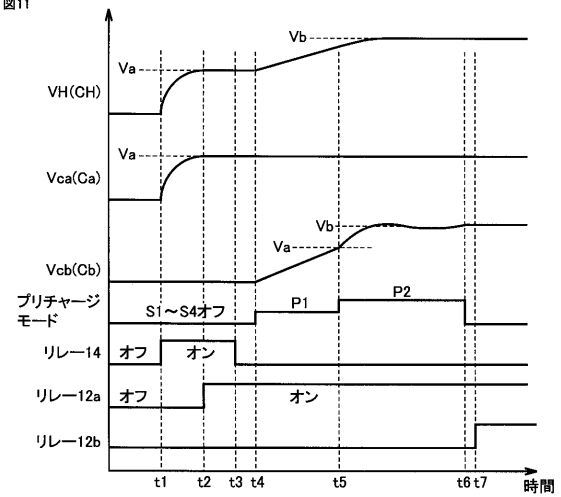


(b)

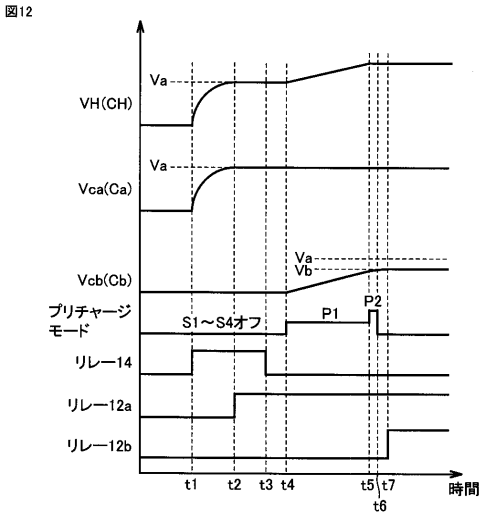


【図 11】

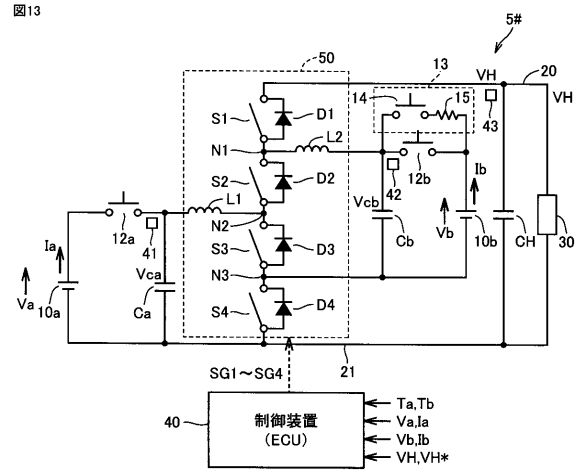
図11



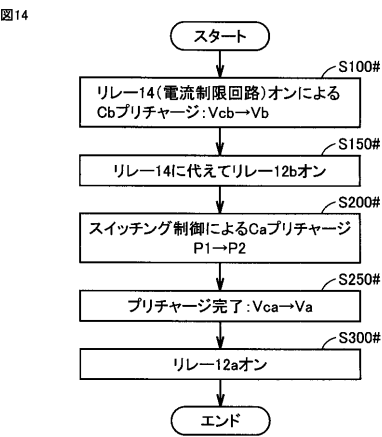
【図 1 2】



【図 1 3】



【図 1 4】

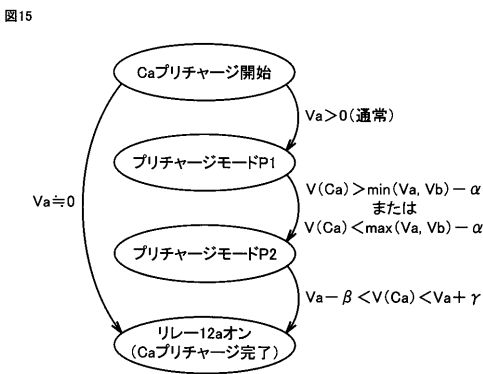


【図 1 6】

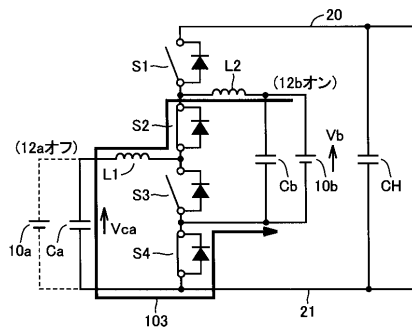
図16

モード	デューティ比 D_p	S1	S2	S3	S4
P1	$\frac{VH - Vca}{VH}$	SD_p	$/SD_p$	SD_p	$/SD_p$
P2	$\frac{Va - Vca}{Va}$	オン	オン	SD_p	$/SD_p$

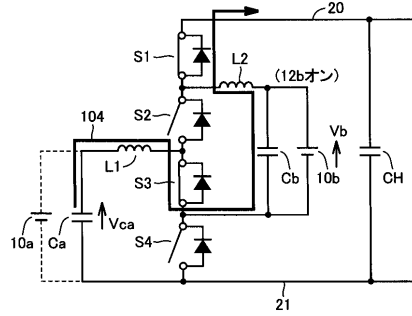
【図 1 5】



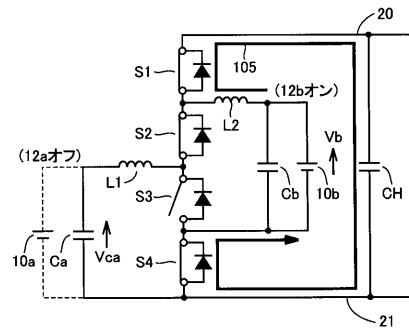
【図 17】

図17
(a)

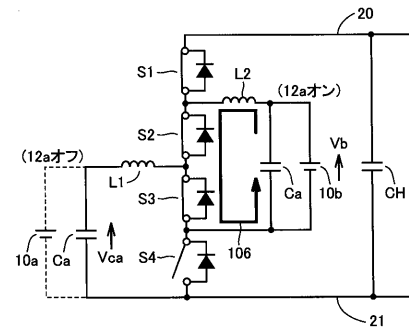
(b)



【図 18】

図18
(a)

(b)



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 麻生 哲朗

- (56)参考文献 特開2012-70514(JP, A)
米国特許出願公開第2007/290658(US, A1)
欧州特許出願公開第0748035(EP, A1)
米国特許出願公開第2008/0310198(US, A1)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- | | |
|------|-------|
| H02M | 3/155 |
| B60L | 11/18 |