

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6318115号
(P6318115)

(45) 発行日 平成30年4月25日 (2018. 4. 25)

(24) 登録日 平成30年4月6日 (2018. 4. 6)

(51) Int. Cl.

F I

H02M 3/155 (2006.01)

H02M 3/155

P

H02M 3/155

V

請求項の数 12 (全 83 頁)

(21) 出願番号 特願2015-92948 (P2015-92948)
 (22) 出願日 平成27年4月30日 (2015. 4. 30)
 (65) 公開番号 特開2016-213920 (P2016-213920A)
 (43) 公開日 平成28年12月15日 (2016. 12. 15)
 審査請求日 平成29年5月26日 (2017. 5. 26)

(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4 1 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 ゴーテック チャン
 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 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

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の電力線の間の直流電圧を制御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および第2の直流電源と前記第1および第2の電力線との間で並列に直流電力変換を実行するための電力変換器と、

前記電力変換器における前記直流電力変換を制御するための制御装置を備え、

前記電力変換器は、

第1のリアクトルと、

第2のリアクトルと、

前記制御装置からの制御信号に応答したオンオフ制御によって、前記第1および第2のリアクトルのそれぞれを経由する電流経路を切換えるように配置された複数のスイッチング素子とを含み、

前記第1のリアクトルを経由する電流経路は、前記第1および第2の電力線の両方を含まずに前記第1の直流電源および前記第1のリアクトルの間で形成される第1の電流経路と、前記第1および第2の電力線の間に前記第1の直流電源および前記第1のリアクトルを直列に接続する第2の電流経路とを含み、

前記第2のリアクトルを経由する電流経路は、前記第1および第2の電力線の両方を含

10

20

まずに前記第 2 の直流電源および前記第 2 のリアクトルの間で形成される第 3 の電流経路と、前記第 1 および第 2 の電力線の間に前記第 2 の直流電源および前記第 2 のリアクトルを直列に接続する第 4 の電流経路とを含み、

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第 1 の出力デューティ比と、前記第 1 の出力デューティ比の最大値に相当する電圧幅を有する第 1 のキャリア波との比較に従って前記第 1 および第 2 の電流経路を選択的に形成し、かつ、前記第 2 の直流電源からの出力を制御する第 2 の出力デューティ比と、前記第 2 の出力デューティ比の最大値に相当する電圧幅を有する第 2 のキャリア波との比較に従って前記第 3 および第 4 の電流経路を選択的に形成するように前記複数のスイッチング素子の前記制御信号を生成し、

10

前記第 1 および第 2 のキャリア波の各々は、同一周波数でエッジタイミングが同期した、右上がり直線部分を有する第 1 の鋸歯状波および右下がり直線部分を有する第 2 の鋸歯状波の一方を選択することによって構成され、

前記制御装置は、前記電力変換器の動作中において、前記第 1 および第 2 のキャリア波の各々について、前記第 1 および第 2 の鋸歯状波の選択を前記電力変換器の動作状態に応じて切替える、電源システム。

【請求項 2】

前記制御装置は、

前記第 1 のキャリア波において前記第 1 および第 2 の鋸歯状波の選択を切替える場合に、前記第 1 および第 2 の鋸歯状波の周期と同一長の遷移周期を設けるとともに、前記遷移周期において、前記第 1 のキャリア波を、前記第 1 および第 2 の鋸歯状波と同一周波数の三角波、または、当該三角波の逆相三角波に設定し、さらに、前記遷移周期における前記第 1 のリアクトルの平均電流が当該遷移周期の直前の周期と同等になるように、前記第 1 の出力デューティ比を変換し、

20

前記第 2 のキャリア波において前記第 1 および第 2 の鋸歯状波の選択を切替える場合に、前記遷移周期を設けるとともに、前記遷移周期において、前記第 2 のキャリア波を前記三角波または前記逆相三角波に設定し、さらに、前記遷移周期における前記第 2 のリアクトルの平均電流が当該遷移周期の直前の周期と同等になるように、前記第 2 の出力デューティ比を変換する、請求項 1 記載の電源システム。

【請求項 3】

30

前記制御装置は、前記第 1 または第 2 のキャリア波の各々について、前記第 1 の鋸歯状波から前記第 2 の鋸歯状波に切替える場合には、前記遷移周期において前記逆相三角波を設定する一方で、前記第 2 の鋸歯状波から前記第 1 の鋸歯状波に切替える場合には、前記遷移周期において前記三角波を設定する、請求項 2 記載の電源システム。

【請求項 4】

前記制御装置は、前記第 1 または第 2 のキャリア波の各々について、前記第 1 の鋸歯状波から前記第 2 の鋸歯状波に切替える場合には、前記遷移周期において前記三角波を設定する一方で、前記第 2 の鋸歯状波から前記第 1 の鋸歯状波に切替える場合には、前記遷移周期において前記逆相三角波を設定する、請求項 2 記載の電源システム。

【請求項 5】

40

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 のノードの間に電氣的に接続された第 2 のスイッチング素子と、

第 3 のノードおよび前記第 2 のノード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 の直流電源の負極端子と電氣的に接続された前記第 2 の電力線と、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有し、

前記第 1 のリアクトルは、前記第 2 のノードと前記第 2 の電力線との間に、前記第 1 の

50

直流電源と直列に電氣的に接続され、

前記第 2 のリアクトルは、前記第 1 および第 3 のノードの間に、前記第 2 の直流電源と直列に電氣的に接続され、

前記第 1 の電流経路の形成時には前記第 3 および第 4 のスイッチング素子がオンされ、
前記第 2 の電流経路の形成時には前記第 1 および第 2 のスイッチング素子がオンされ、
前記第 3 の電流経路の形成時には前記第 2 および第 3 のスイッチング素子がオンされ、
前記第 4 の電流経路の形成時には前記第 1 および第 4 のスイッチング素子がオンされる、
請求項 1 ~ 3 のいずれか 1 項に記載の電源システム。

【請求項 6】

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 のノードの間に電氣的に接続された第 2 のスイッチング素子と、

第 3 のノードおよび前記第 2 のノード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 の直流電源の負極端子と電氣的に接続された前記第 2 の電力線と、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有し、

前記第 1 のリアクトルは、前記第 2 のノードと前記第 1 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、

前記第 2 のリアクトルは、前記第 1 および第 3 のノードの間に、前記第 2 の直流電源と直列に電氣的に接続され、

前記第 1 の電流経路の形成時には前記第 1 および第 2 のスイッチング素子がオンされ、
前記第 2 の電流経路の形成時には前記第 3 および第 4 のスイッチング素子がオンされ、
前記第 3 の電流経路の形成時には前記第 2 および第 3 のスイッチング素子がオンされ、
前記第 4 の電流経路の形成時には前記第 1 および第 4 のスイッチング素子がオンされる、
請求項 1 ~ 3 のいずれか 1 項に記載の電源システム。

【請求項 7】

前記電力変換器は、

前記第 1 の電力線と第 1 のノードとの間に電氣的に接続される第 1 の半導体素子と、

前記第 2 の電力線と前記第 1 のノードとの間に電氣的に接続される第 2 の半導体素子と

、
第 2 のノードと、前記第 2 の電力線との間に電氣的に接続される第 3 の半導体素子と、
前記第 1 の電力線と前記第 2 のノードとの間に電氣的に接続される第 4 の半導体素子と

、
前記第 1 のノードと前記第 2 のノードとの間に電氣的に接続される第 5 の半導体素子とを含む、

少なくとも前記第 2、第 4 および第 5 の半導体素子は、前記スイッチング素子を有し、

少なくとも前記第 1 および第 3 の半導体素子は、前記第 2 の電力線から前記第 1 の電力線へ向かう方向を順方向として配置されたダイオードを有し、

前記第 1 のリアクトルは、前記第 1 のノードと前記第 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、

前記第 2 のリアクトルは、前記第 2 のノードと前記第 1 の電力線の間に、前記第 2 の直流電源と直列に電氣的に接続され、

前記第 1 の電流経路の形成時には前記第 2 の半導体素子によって電流経路が形成され、
前記第 2 の電流経路の形成時には前記第 1 の半導体素子によって電流経路が形成され、
前記第 3 の電流経路の形成時には前記第 4 の半導体素子によって電流経路が形成され、
前記第 4 の電流経路の形成時には前記第 3 の半導体素子によって電流経路が形成され、
前記第 5 の半導体素子は、前記第 1 および第 4 の電流経路が同時に形成される期間、および、前記第 2 および第 3 の電流経路が同時に形成される期間において電流経路を形成す

10

20

30

40

50

る、請求項 1 ~ 3 のいずれか 1 項に記載の電源システム。

【請求項 8】

前記第 1 および第 3 の半導体素子の少なくとも一方において、前記ダイオードとは逆方向の電流経路を形成するための前記スイッチング素子が前記ダイオードと並列にさらに設けられ、当該スイッチング素子は、前記制御装置からの信号にตอบสนองして、前記第 2 または第 4 の電流経路の形成時にオンするように制御される、請求項 7 記載の電源システム。

【請求項 9】

前記第 5 の半導体素子は、

前記第 1 のノードから前記第 2 のノードへ向かう電流経路を前記第 1 および第 2 のノード間に形成するオン状態と当該電流経路を遮断するオフ状態とを前記制御装置からの信号にตอบสนองして選択的に形成するための第 1 のサブスイッチング素子と、

前記第 2 のノードから前記第 1 のノードへ向かう電流経路を前記第 1 および第 2 のノード間に形成するオン状態と当該電流経路を遮断するオフ状態とを前記制御装置からの信号にตอบสนองして選択的に形成するための第 2 のサブスイッチング素子とを含む、請求項 7 または 8 記載の電源システム。

【請求項 10】

前記第 1 および第 2 のリアクトルは、単一の複合磁気部品によって一体的に構成され、

前記複合磁気部品は、

前記第 1 のリアクトルを構成するための、電氣的に直列接続された第 1 および第 2 の巻線と、

前記第 1 のリアクトルを構成するための第 3 の巻線と、

非線形磁性材料で構成されたコアとを含み、

前記コアは、前記第 1 の巻線が巻回される第 1 の磁脚部と、前記第 2 の巻線が巻回される第 2 の磁脚部と、前記第 3 の巻線が巻回される第 3 の磁脚部と、前記第 1 から第 3 の磁脚部の間に磁気経路を形成するための第 4 の磁脚部とを含むように構成される、請求項 1 記載の電源システム。

【請求項 11】

前記第 1 のリアクトルおよび前記第 2 のリアクトルの動作状態が、電流の増加に応じて、前記第 1 および第 2 のリアクトルが磁氣的に非干渉な状態で動作する非磁気結合モードから前記第 1 および第 2 のリアクトルが磁氣的に干渉した状態で動作する磁気結合モードへ変化し、

前記非磁気結合モードにおいては、前記第 1 および第 2 の磁脚部における透磁率が同等である一方で、前記磁気結合モードにおいては、前記第 1 および第 2 の磁脚部の一方での透磁率が、前記第 1 および第 2 の磁脚部の他方の透磁率よりも低い、請求項 10 記載の電源システム。

【請求項 12】

前記第 1 および第 2 の直流電源の各々が力行動作する場合において、前記第 1 のリアクトルを通過する電流によって前記第 1 の巻線および前記第 2 の巻線からそれぞれ発生される第 1 の磁界および第 2 の磁界と、前記第 2 のリアクトルを通過する電流によって前記第 3 の巻線から発生される第 3 の磁界とが、前記第 1 または第 2 の磁脚部のいずれか一方の磁脚部では強め合う一方で他方の磁脚部では弱め合い、かつ、前記第 1 および第 2 の磁界が前記第 3 の磁脚部では互いに弱め合うように、前記第 1 から第 3 の巻線は前記第 1 から第 3 の磁脚部にそれぞれ巻回される、請求項 10 または 11 記載の電源システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、電源システムに関し、より特定的には、パルス幅変調 (PWM) 制御を用いて、2つの直流電源と負荷との間で2つのリアクトルを通過する電流を介して直流電力変換を実行するための電源システムに関する。

【背景技術】

【 0 0 0 2 】

複数の電源と負荷と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、負荷へ電力を供給するハイブリッド電源システムが用いられている。

【 0 0 0 3 】

たとえば、特開 2 0 1 3 - 1 3 2 3 4 号公報（特許文献 1）には、複数のスイッチング素子のスイッチングパターンを切替えることによって、動作モード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。そして、動作モードには、2つの直流電源を並列に使用する状態で直流電力変換を行なうモード（並列接続モード）が含まれる。当該並列接続モードでは、2つの直流電源のそれぞれについて、出力制御のためのデューティ比とキャリア波との比較による P W M 制御によって、複数のスイッチング素子のオンオフが制御される。

10

【 0 0 0 4 】

特許文献 2 には、特許文献 1 に記載された電力変換器等に使用される 2 個のリアクトルを一体的に構成するために磁気部品の構造が記載されている。

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 0 5 】

【 特許文献 1 】 特開 2 0 1 3 - 1 3 2 3 4 号公報

【 特許文献 2 】 特開 2 0 1 3 - 1 9 8 2 4 6 号公報

【 発明の概要 】

20

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 0 6 】

特許文献 1 には、2つのリアクトルを流れる電流の位相を制御することによって、複数のスイッチング素子での電力損失を低減することが記載されている。具体的には、それぞれのリアクトル電流の間で、上昇タイミングまたは下降タイミング（すなわち、変曲点）が同一タイミングとなるように電流位相を制御することが記載されている。

【 0 0 0 7 】

しかしながら、特許文献 1 では、2つの直流電源のそれぞれの P W M 制御に用いられるキャリア信号間の位相差を制御する、キャリア位相制御によって上記の電流位相を実現する。このため、P W M 制御でのデューティ比が変化する毎に、位相差を変化させることが必要となる。この結果、キャリア位相制御のための演算負荷が大きくなるため、演算遅れの影響によってキャリア位相差が不適切となることにより、リアクトル電流が変動する虞がある。

30

【 0 0 0 8 】

また、特許文献 1 には、リアクトル電流間で一致させるべき変曲点を、上昇タイミング（極小点）および下降タイミング（極大点）のいずれとするかについても、電力変換器の動作状態、具体的には、各直流電源が回生および力行のいずれで動作しているかに応じて変化することが記載されている。このため、キャリア位相の変化量が大きくなることによって、過渡的にリアクトル電流が変動する虞がある。

【 0 0 0 9 】

40

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、2つの直流電源と負荷との間で2つのリアクトルを通過する電流を介して直流電力変換を実行する電源システムにおいて、P W M 制御の演算負荷を増大することなく、リアクトル電流間で変曲点のタイミングを一致させる電流位相制御を簡易に実行することによって、電源システムの性能を向上することである。

【 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 の電力線の間の直流電圧を制御する。電源システムは、第 1 の直流電源と、第 2 の直流電源と、第 1 および第 2 の直流電源と第 1 および第 2 の電力線との間

50

で並列に直流電力変換を実行するための電力変換器と、電力変換器における直流電力変換を制御するための制御装置を備える。電力変換器は、第1のリアクトルと、第2のリアクトルと、複数のスイッチング素子とを含む。複数のスイッチング素子は、制御装置からの制御信号に応答したオンオフ制御によって、第1および第2のリアクトルのそれぞれを経由する電流経路を切換えるように配置される。第1のリアクトルを経由する電流経路は、第1および第2の電流経路を含む。第1の電流経路は、第1および第2の電力線の両方を含まずに第1の直流電源および第1のリアクトルの間で形成される。第2の電流経路は、第1および第2の電力線の間に第1の直流電源および第1のリアクトルを直列に接続する。第2のリアクトルを経由する電流経路は、第3および第4の電流経路を含む。第3の電流経路は、第1および第2の電力線の両方を含まずに第2の直流電源および第2のリアクトルの間で形成される。第4の電流経路は、第1および第2の電力線の間に第2の直流電源および第2のリアクトルを直列に接続する。第1の直流電源からの出力を制御する第1の出力デューティ比と、第1の出力デューティ比の最大値に相当する電圧幅を有する第1のキャリア波との比較に従って第1および第2の電流経路を選択的に形成し、かつ、第2の直流電源からの出力を制御する第2の出力デューティ比と、第2の出力デューティ比の最大値に相当する電圧幅を有する第2のキャリア波との比較に従って第3および第4の電流経路を選択的に形成するように複数のスイッチング素子の制御信号を生成する。第1および第2のキャリア波の各々は、同一周波数でエッジタイミングが同期した、右上がり直線部分を有する第1の鋸歯状波および右下がり直線部分を有する第2の鋸歯状波の一方を選択することによって構成される。制御装置は、電力変換器の動作中において、第1および第2のキャリア波の各々について、第1および第2の鋸歯状波の選択を電力変換器の動作状態に応じて切替える。

【0011】

好ましくは、制御装置は、第1のキャリア波において第1および第2の鋸歯状波の選択を切換える場合に、第1および第2の鋸歯状波の周期と同一長の遷移周期を設けるとともに、遷移周期において、第1のキャリア波を、第1および第2の鋸歯状波と同一周波数の三角波、または、当該三角波の逆相三角波に設定し、さらに、遷移周期における第1のリアクトルの平均電流が、当該遷移周期の直前の周期と同等になるように、第1の出力デューティ比を変換する。さらに、制御装置は、第2のキャリア波において第1および第2の鋸歯状波の選択を切換える場合に、遷移周期を設けるとともに、遷移周期において、第2のキャリア波を三角波または逆相三角波に設定し、さらに、遷移周期における第2のリアクトルの平均電流が、当該遷移周期の直前の周期と同等になるように、第2の出力デューティ比を変換する。

【0012】

さらに好ましくは、制御装置は、第1または第2のキャリア波の各々について、第1の鋸歯状波から第2の鋸歯状波に切換える場合には、遷移周期において逆相三角波を設定する一方で、第2の鋸歯状波から第1の鋸歯状波に切換える場合には、遷移周期において三角波を設定する。あるいは、制御装置は、第1または第2のキャリア波の各々について、第1の鋸歯状波から第2の鋸歯状波に切換える場合には、遷移周期において三角波を設定する一方で、第2の鋸歯状波から第1の鋸歯状波に切換える場合には、遷移周期において逆相三角波を設定する。

【0013】

好ましくは、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2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、第3のノードとの間に電氣的に接続される。第1のリアクトルは、第2のノードと第1または第2の電力線との間に、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。第1のリアクトルが第2のノードと第2の電力線との間に接続された構成では、第1の電流経路の形成時には第3および第4のスイッチング素子がオンされ、第2の電流経路の形成時には第1および第2のスイッチング素子がオンされ、第3の電流経路の形成時には第2および第3のスイッチング素子がオンされ、第4の電流経路の形成時には第1および第4のスイッチング素子がオンされる。第1のリアクトルが第1のノードと第2の電力線との間に接続された構成では、第1の電流経路の形成時には第1および第2のスイッチング素子がオンされ、第2の電流経路の形成時には第3および第4のスイッチング素子がオンされ、第3の電流経路の形成時には第2および第3のスイッチング素子がオンされ、第4の電流経路の形成時には第1および第4のスイッチング素子がオンされる。

【0014】

10

また好ましくは、電力変換器は、第1から第5の半導体素子を含む。第1の半導体素子は、第1の電力線と第1のノードとの間に電氣的に接続される。第2の半導体素子は、第2の電力線と第1のノードとの間に電氣的に接続される。第3の半導体素子は、第2のノードと、第2の電力線との間に電氣的に接続される。第4の半導体素子は、第1の電力線と第2のノードとの間に電氣的に接続される。第5の半導体素子は、第1のノードと第2のノードとの間に電氣的に接続される。少なくとも第2、第4および第5の半導体素子は、スイッチング素子を有する。少なくとも第1および第3の半導体素子は、第2の電力線から第1の電力線へ向かう方向を順方向として配置されたダイオードを有する。第1のリアクトルは、第1のノードと第2の電力線との間に、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2のノードと第1の電力線の間に、第2の直流電源と直列に電氣的に接続される。第1の電流経路の形成時には、第2の半導体素子によって電流経路が形成され、第2の電流経路の形成時には第1の半導体素子によって電流経路が形成される。第3の電流経路の形成時には第4の半導体素子によって電流経路が形成され、第4の電流経路の形成時には第3の半導体素子によって電流経路が形成される。第5の半導体素子は、第1および第4の電流経路が同時に形成される期間、および、第2および第3の電流経路が同時に形成される期間において電流経路を形成する。

20

【0015】

さらに好ましくは、第1および第3の半導体素子の少なくとも一方において、ダイオードとは逆方向の電流経路を形成するためのスイッチング素子がダイオードと並列にさらに設けられ、当該スイッチング素子は、制御装置からの信号にตอบสนองして、第2または第4の電流経路の形成時にオンするように制御される。

30

【0016】

あるいは、さらに好ましくは、第5の半導体素子は、第1および第2のサブスイッチング素子を有する。第1のサブスイッチング素子は、第1のノードから第2のノードへ向かう電流経路を第1および第2のノード間に形成するオン状態と当該電流経路を遮断するオフ状態とを制御装置からの信号にตอบสนองして選択的に形成するように構成される。第2のサブスイッチング素子は、第2のノードから第1のノードへ向かう電流経路を第1および第2のノード間に形成するオン状態と当該電流経路を遮断するオフ状態とを制御装置からの信号にตอบสนองして選択的に形成するように構成される。

40

【0017】

好ましくは、第1および第2のリアクトルは、単一の複合磁気部品によって一体的に構成される。複合磁気部品は、第1～第3の巻線とコアとを含む。第1および第2の巻線は、電氣的に直列接続されて、第1の電流が通過する。第1および第2の巻線は、電氣的に直列に接続されて第1のリアクトルを構成する。第3の巻線は、第2のリアクトルを構成する。コアは、非線形磁性材料で構成される。コアは、第1の巻線が巻回される第1の磁脚部と、第2の巻線が巻回される第2の磁脚部と、第3の巻線が巻回される第3の磁脚部と、第1から第3の磁脚部の間に磁気経路を形成するための第4の磁脚部とを含むように構成される。

【0018】

さらに好ましくは、第1のリアクトルおよび第2のリアクトルの動作状態は、電流増加

50

に応じて、第1および第2のリアクトルが磁氣的に非干渉な状態で動作する非磁気結合モードから第1および第2のリアクトルが磁氣的に干渉した状態で動作する磁気結合モードへ変化する。そして、非磁気結合モードにおいては、第1および第2の磁脚部における透磁率が同等である一方で、磁気結合モードにおいては、第1および第2の磁脚部の一方での透磁率が、第1および第2の磁脚部の他方の透磁率よりも低い。

【0019】

あるいは、さらに好ましくは、第1および第2の直流電源の各々が力行動作する場合において、第1のリアクトルを通過する電流によって第1の巻線および第2の巻線からそれぞれ発生される第1の磁界および第2の磁界と、第2のリアクトルを通過する電流によって第3の巻線から発生される第3の磁界とが、第1または第2の磁脚部のいずれか一方の磁脚部では強め合う一方で他方の磁脚部では弱め合い、かつ、第1および第2の磁界が第3の磁脚部では互いに弱め合うように、第1から第3の巻線は第1から第3の磁脚部にそれぞれ巻回される。

【発明の効果】

【0020】

この発明によれば、2つの直流電源と負荷との間で2つのリアクトルを通過する電流を介して直流電力変換を実行する電源システムにおいて、PWM制御の演算負荷を増大することなく、リアクトル電流間で変曲点のタイミングを一致させる電流位相制御を簡易に実行することによって、電源システムの性能を向上することができる。

【図面の簡単な説明】

【0021】

【図1】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】図1に示された負荷の構成例を示す概略図である。

【図3】図1に示された電力変換器の電流経路を説明する第1の回路図である。

【図4】図1に示された電力変換器の電流経路を説明する第2の回路図である。

【図5】図1に示された電力変換器の制御構成を説明する機能ブロック図である。

【図6】比較例として示されるキャリア位相制御が適用されたパラレル制御モードでの動作例を説明する波形図である。

【図7】パラレル接続モードにおけるキャリア位相制御の動作例を説明するための電流波形図である。

【図8】図7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9】リアクトル電流の方向に応じた電流位相の制御例を説明するための図表である。

【図10】本実施の形態に従う電源システムで適用されるPWM制御のキャリア波モードを説明するための第1の波形図である。

【図11】本実施の形態に従う電源システムで適用されるPWM制御のキャリア波モードを説明するための第2の波形図である。

【図12】本実施の形態に従う電源システムで適用されるPWM制御のキャリア波モードを説明するための第3の波形図である。

【図13】本実施の形態に従う電源システムで適用されるPWM制御のキャリア波モードを説明するための第4の波形図である。

【図14】4個のキャリア波モードにおけるのこぎり波の波形およびリアクトル電流の位相パターンとの対応を説明する図表である。

【図15】実施の形態1に従うPWM制御でのキャリア波モードの切替え時における問題点を説明するための動作波形図である。

【図16】本実施の形態1の変形例に従うPWM制御におけるキャリア波モード切替え時の第1の制御例を説明する波形図である。

【図17】本実施の形態1の変形例に従うPWM制御における遷移周期でのデューティ比変換を説明するための波形図である。

【図18】図16に示された第1の制御例に従う遷移周期でのキャリア波の設定の一覧を説明する図表である。

10

20

30

40

50

【図 19】本実施の形態 1 の変形例に従う P W M 制御におけるキャリア波モード切替え時の第 2 の制御例を説明する波形図である。

【図 20】図 19 に示された第 1 の制御例に従う遷移周期でのキャリア波の設定の一覧を説明する図表である。

【図 21】図 1 に示された電力変換器が有する複数の動作モードの一覧を示す図表である。

【図 22】図 1 に示された電力変換器の回路構成の変形例を示す回路図である。

【図 23】実施の形態 2 に従う電源システムの構成を説明する回路図である。

【図 24】図 23 に示した電力変換器の平行昇圧モードにおける第 1 の等価回路図である。

10

【図 25】図 24 に示した等価回路図における各直流電源の下アームオン時の電流経路を示す回路図である。

【図 26】図 24 に示した等価回路図における各直流電源の上アームオン時の電流経路を示す回路図である。

【図 27】図 24 に示した電力変換器の平行昇圧モードにおける第 2 の等価回路図である。

【図 28】図 27 に示した等価回路図における各直流電源の下アームオン時の電流経路を示す回路図である。

【図 29】図 27 に示した等価回路図における各直流電源の上アームオン時の電流経路を示す回路図である。

20

【図 30】第 1 アームおよび第 2 アームを用いる昇圧チョッパ回路の各アームオンオフとスイッチング素子のオンオフとの対応関係が示される。

【図 31】図 23 に示した電力変換器の平行昇圧モードにおいて各スイッチング素子をオンオフ制御するためのゲート論理式の一覧を示す図表である。

【図 32】図 23 に示された電力変換器の平行接続モードにおける制御動作の比較例を説明するための波形図が示される。

【図 33】図 23 に示した電力変換器の平行昇圧モードにおけるスイッチングパターンの一覧を示す図表である。

【図 34】図 23 に示した電力変換器において第 1 アームを用いる昇圧チョッパ回路の等価回路図である。

30

【図 35】図 34 中の点線で囲まれた部分の拡大図である。

【図 36】図 23 に示した電力変換器において第 2 アームを用いる昇圧チョッパ回路の等価回路図である。

【図 37】図 36 中の点線で囲まれた部分の拡大図である。

【図 38】図 23 に示された電力変換器におけるリアクトル電流の向きの組み合わせを説明する概念図である。

【図 39】両方の直流電源が力行動作する場合の電流挙動例を示す波形図である。

【図 40】図 37 に示された等価回路で形成され得る 3 通りの電流経路を説明するための回路図である。

【図 41】図 40 に示された 3 つの電流経路のそれぞれにおける導通損失の推移を示す波形図である。

40

【図 42】図 23 に示された電力変換器において図 39 および図 41 中の第 1 の期間に形成される電流経路を説明するための回路図である。

【図 43】図 23 に示された電力変換器において図 39 および図 41 中の第 2 の期間に形成される電流経路を説明するための回路図である。

【図 44】実施の形態 1 に従う電力変換器を図 36 と同等に動作させたときの電流経路を説明するための回路図である。

【図 45】図 23 に示された電力変換器において一方の直流電源が力行動作するとともに他方の直流電源が回生動作する場合の電流挙動例を示す波形図である。

【図 46】図 45 に示された期間において形成され得る 3 通りの電流経路を説明するため

50

の回路図である。

【図 4 7】図 4 6 に示された 3 つの電流経路のそれぞれにおける導通損失の推移を示す波形図である。

【図 4 8】実施の形態 2 に従う電力変換器に対する、実施の形態 1 と同様の P W M 制御の適用を説明するための波形図である。

【図 4 9】実施の形態 2 に従う電力変換器の変形例の構成を説明するための回路図である。

【図 5 0】図 4 9 に示された電力変換器の平行昇圧モードにおける各スイッチング素子のオンオフ制御のためのゲート論理式の一覧を示す図表である。

【図 5 1】第 1 の直流電源を回生充電しない場合における図 2 3 に示した電力変換器の構成からの変形例を示す回路図である。

10

【図 5 2】第 2 の直流電源を回生充電しない場合における図 2 3 に示した電力変換器の構成からの変形例を示す回路図である。

【図 5 3】第 1 および第 2 の直流電源を回生充電しない場合における図 2 3 に示した電力変換器の構成からの変形例を示す回路図である。

【図 5 4】第 1 の直流電源を回生充電しない場合における図 4 9 に示された電力変換器の構成からの変形例を示す回路図である。

【図 5 5】第 2 の直流電源を回生充電しない場合における図 4 9 に示された電力変換器の構成からの変形例を示す回路図である。

【図 5 6】第 1 および第 2 の直流電源を回生充電しない場合における図 4 9 に示された電力変換器の構成からの変形例を示す回路図である。

20

【図 5 7】実施の形態 3 に従う電源システムの構成例を示す回路図である。

【図 5 8】図 5 7 に示された 2 個のリアクトルを一体的に構成するための磁気結合リアクトルの概略的な外観図の一例である。

【図 5 9】図 5 8 に示した磁気結合リアクトルの構造をさらに説明するための概念的な断面図である。

【図 6 0】図 5 9 に示した各巻線の巻回態様の一例を説明するための概念図である。

【図 6 1】図 5 9 に示した各巻線の巻回態様の他の例を説明するための概念図である。

【図 6 2】図 5 9 に示した磁気結合リアクトルの電氣的な等価回路図である。

【図 6 3】コア内部における各巻線からの発生磁束の関係について説明するための概念的な第 1 の断面図である。

30

【図 6 4】コア内部における各巻線からの発生磁束の関係について説明するための概念的な第 2 の断面図である。

【図 6 5】強磁性体の一般的な磁化曲線 (B - H 曲線) を示す概念図である。

【図 6 6】図 6 5 に示した磁化曲線における磁束密度の変化に対する透磁率の変化特性を示す概念図である。

【図 6 7】リアクトル電流が小さい領域におけるコアの各磁脚部の磁氣的な動作点を説明する概念図である。

【図 6 8】リアクトル電流が大きい領域におけるコアの各磁脚部の磁氣的な動作点を説明する概念図である。

40

【図 6 9】リアクトル電流の位相と磁束密度との関係を説明するための概念的な波形図である。

【図 7 0】図 5 7 に示された電源システムにおける電流位相制御の例を説明する波形図である。

【図 7 1】実施の形態 3 に従う電源システムにおける電流位相制御の他の例を説明する波形図である。

【図 7 2】実施の形態 3 に従う電源システムにおける電流位相制御のさらに他の例を説明する波形図である。

【図 7 3】実施の形態 3 に従う電源システムにおけるリアクトル電流の位相を制御したときの第 1 の動作例を示す波形図である。

50

【図 7 4】実施の形態 3 に従う電源システムにおけるリアクトル電流の位相を制御したときの第 2 の動作例を示す波形図である。

【図 7 5】変形例に従う磁気結合リアクトルの概略的な外観図である。

【図 7 6】図 7 5 に示した磁気結合リアクトルのコアの外観図である。

【図 7 7】図 7 5 に示した磁気結合リアクトルにおける各巻線の巻回態様を説明するための概略的な平面図である。

【発明を実施するための形態】

【0022】

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。

10

【0023】

[実施の形態 1]

(回路構成)

図 1 は、本発明の実施の形態 1 に従う電源システムの構成例を示す回路図である。本実施の形態 1 に従う電源システム 5 A は、特許文献 1 に示された電源システムと回路構成が共通する。

【0024】

図 1 を参照して、電源システム 5 A は、直流電源 B 1 と、直流電源 B 2 と、負荷 3 0 と、制御装置 4 0 と、電力変換器 5 0 とを備える。

20

【0025】

本実施の形態 1 において、直流電源 B 1 および B 2 は、二次電池や電気二重層キャパシタ等の蓄電装置によって構成される。たとえば、直流電源 B 1 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で構成される。また、直流電源 B 2 は、たとえば、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。

【0026】

なお、直流電源 B 1 および B 2 を同種の蓄電装置によって構成することも可能である。また、直流電源 B 1 および B 2 の容量についても特に限定されることはなく、直流電源 B 1 および B 2 は、各々を同等の容量で構成してもよく、一方の直流電源の容量を他方の直流電源の容量より大きくしてもよい。

30

【0027】

電力変換器 5 0 は、高電圧側の電力線 P L および低電圧側の電力線 G L の間の直流電圧 V H (以下、出力電圧 V H と称する) を制御するように構成される。電力線 G L は、代表的には接地配線で構成される。電力線 P L および G L は、負荷 3 0 と接続される。

【0028】

負荷 3 0 は、電力線 P L および G L を経由して、電力変換器 5 0 の出力電圧 V H を受けて動作する。出力電圧 V H の電圧指令値 V H * は、負荷 3 0 の動作に適した電圧に設定される。電圧指令値 V H * は、負荷 3 0 の状態に応じて可変に設定されてもよい。さらに、負荷 3 0 は、回生発電等によって、直流電源 B 1 および / または B 2 の充電電力を発生可能に構成されてもよい。

40

【0029】

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。

【0030】

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

50

へ伝達される。駆動輪 37 に伝達されたトルクにより電動車両が走行する。また、モータジェネレータ 35 は、電動車両の回生制動時には、駆動輪 37 の回転力によって発電する。この発電電力は、インバータ 32 によって AC / DC 変換される。この直流電力は、電源システム 5A に含まれる直流電源 B1, B2 の充電電力として用いることができる。なお、図 2 の構成例は、出力電圧 VH は、モータジェネレータ 35 に生じる誘起電圧よりも高い電圧に制御することが必要である。

【0031】

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 35 を協調的に動作させることによって、電動車両に必要な車両駆動力が発生される。この際には、エンジンの回転による発電電力を用いて直流電源 B1, B2 を充電することも可能である。

10

【0032】

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。

【0033】

再び図 1 を参照して、電力変換器 50 は、電力用半導体スイッチング素子 S1 ~ S4 と、リアクトル L1, L2 とを含む。本実施の形態において、電力用半導体スイッチング素子（以下、単に「スイッチング素子」とも称する）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 S1 ~ S4 に対しては、逆並列ダイオード D1 ~ D4 が配置されている。

20

【0034】

スイッチング素子 S1 ~ S4 は、制御装置 40 からの制御信号 SG1 ~ SG4 に応答して、オンオフを制御することが可能である。すなわち、スイッチング素子 S1 ~ S4 は、制御信号 SG1 ~ SG4 が論理ハイレベル（以下、「Hレベル」）のときにオンする一方で、論理ローレベル（以下、「Lレベル」）のときにオフする。

【0035】

スイッチング素子 S1 は、電力線 PL およびノード N1 の間に電氣的に接続される。リアクトル L2 および直流電源 B2 は、ノード N1 とノード N3 との間に直列に、電氣的に接続される。たとえば、リアクトル L2 は、ノード N1 と直流電源 B2 の正極端子との間に電氣的に接続されるとともに、直流電源 B2 の負極端子は、ノード N3 と電氣的に接続される。

30

【0036】

スイッチング素子 S2 は、ノード N1 および N2 の間に電氣的に接続される。リアクトル L1 および直流電源 B1 は、ノード N2 および電力線 GL の間に直列に、電氣的に接続される。たとえば、リアクトル L1 は、直流電源 B1 の正極端子およびノード N1 の間に電氣的に接続されるとともに、直流電源 B1 の負極端子は、電力線 GL と電氣的に接続される。

【0037】

スイッチング素子 S3 は、ノード N2 および N3 の間に電氣的に接続される。スイッチング素子 S4 は、ノード N3 および電力線 GL の間に電氣的に接続される。電力線 GL は、負荷 30 および、直流電源 B1 の負極端子と電氣的に接続される。

40

【0038】

制御装置 40 は、たとえば、図示しない CPU（Central Processing Unit）およびメモリを有する電子制御ユニット（ECU）によって構成される。制御装置 40 は、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】

50

制御装置 40 は、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。

【0040】

なお、図 1 では図示を省略しているが、直流電源 B_1 の電圧（以下、 $V[1]$ と表記する）および電流（以下、 $I[1]$ と表記する）、直流電源 B_2 の電圧（以下、 $V[2]$ と表記する）および電流（以下、 $I[2]$ 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。これらの検出器の出力は、制御装置 40 へ与えられる。

【0041】

図 1 の構成において、電力線 PL は「第 1 の電力線」に対応し、電力線 GL は「第 2 の電力線」に対応する。さらに、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ 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。

【0042】

（パラレル昇圧モードでの回路動作）

次に、電力変換器 50 のパラレル昇圧モードでの制御動作について説明する。パラレル昇圧モードは、特許文献 1 での「パラレル接続モード」と同等である。

【0043】

図 1 を参照して、電力変換器 50 は、直流電源 B_1 および直流電源 B_2 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 B_1 に対しては、スイッチング素子 S_1 、 S_2 を上アームとする一方で、スイッチング素子 S_3 、 S_4 を下アーム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。直流電源 B_2 に対しては、スイッチング素子 S_1 、 S_4 を上アームとする一方で、スイッチング素子 S_2 、 S_3 を下アーム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。

【0044】

図 3 および図 4 には、電力変換器 50 の電流変換回路が示される。図 3 には、直流電源 B_1 およびリアクトル L_1 に対する第 1 の昇圧チョッパ回路での電流経路が示され、図 4 には、直流電源 B_2 およびリアクトル L_2 に対する第 2 の昇圧チョッパ回路での電流経路が示される。

【0045】

図 3 (a) を参照して、第 1 の昇圧チョッパ回路の下アームを構成するスイッチング素子 S_3 、 S_4 がオンすると、直流電源 B_1 からの電流によってリアクトル L_1 にエネルギーを蓄積する電流経路 120 が形成される。すなわち、直流電源 B_1 に対しては、電力線 PL および GL を含まずに、直流電源 B_1 およびリアクトル L_1 を含むループ状の電流経路 120 が形成される。電流経路 120 は「第 1 の電流経路」に対応する。

【0046】

図 3 (b) を参照して、スイッチング素子 S_3 、 S_4 をオフするとともにスイッチング素子 S_1 、 S_2 をオンすると、ダイオード D_1 、 D_2 （または、スイッチング素子 S_1 、 S_2 ）を経由して、リアクトル L_1 に蓄積されたエネルギーおよび直流電源 B_1 からのエネルギーを、電力変換器 50 から負荷 30 へ供給する電流経路 121 を形成することができる。すなわち、直流電源 B_1 に対して、電力線 PL および GL の間に直流電源 B_1 およびリアクトル L_1 を直列に接続される電流経路 121 が形成される。電流経路 121 は「第 2 の電流経路」に対応する。

【0047】

なお、図 3 (b) の回路状態では、第 1 の昇圧チョッパ回路の上アームを構成するスイッチング素子 S_1 、 S_2 をオンすることによって、回生電流（電流経路 121 の逆方向電流）についても経路を確保することができる。すなわち、スイッチング素子 S_1 、 S_2 をオンすることにより、スイッチングパターンを切換えることなく、力行電流（ B_1 の放電）および回生電流（ B_1 の充電）の両方に対応することができる。

【0048】

10

20

30

40

50

直流電源 B 1 からの出力は、下アームのオンにより電流経路 1 2 0 が形成される期間（下アームオン期間）と、上アームのオンにより電流経路 1 2 1 が形成される期間（上アームオン期間）とが交互に繰り返されることによって制御される。以下では、下アームオン期間および上アームオン期間の和（すなわち、スイッチング周期）に対する、下アームオン期間の時比率を「デューティ比」とも称する。

【 0 0 4 9 】

図 4（a）を参照して、第 2 の昇圧チョッパ回路の下アームを構成するスイッチング素子 S 2，S 3 がオンすると、直流電源 B 2 からの電流によってリアクトル L 2 にエネルギーを蓄積する電流経路 1 3 0 が形成される。すなわち、直流電源 B 2 に対して、電力線 P L および G L を含まずに、直流電源 B 1 およびリアクトル L 1 を含むループ状の電流経路 1 3 0 が形成される。電流経路 1 3 0 は「第 3 の電流経路」に対応する。

10

【 0 0 5 0 】

図 4（b）を参照して、スイッチング素子 S 2，S 3 をオフするとともにスイッチング素子 S 1，S 4 をオンすると、ダイオード D 1，D 4（または、スイッチング素子 S 1，S 4）を経由して、リアクトル L 2 に蓄積されたエネルギーおよび直流電源 B 2 からのエネルギーを、電力変換器 5 0 から負荷 3 0 へ供給する電流経路 1 3 1 を形成することができる。すなわち、直流電源 B 2 に対しては、電力線 P L および G L の間に直流電源 B 2 およびリアクトル L 2 を直列に接続される電流経路 1 3 1 が形成される。電流経路 1 3 1 は「第 4 の電流経路」に対応する。

20

【 0 0 5 1 】

なお、図 4（b）の回路状態では、第 2 の昇圧チョッパ回路の上アームを構成するスイッチング素子 S 1，S 4 をオンすることによって、回生電流（電流経路 1 3 1 の逆方向電流）についても経路を確保することができる。すなわち、スイッチング素子 S 1，S 4 をオンすることにより、スイッチングパターンを切換えることなく、力行電流（B 2 の放電）および回生電流（B 2 の充電）の両方に対応することができる。

【 0 0 5 2 】

直流電源 B 2 からの出力についても、電流経路 1 3 0 が形成される下アームオン期間と、電流経路 1 3 1 が形成される上アームオン期間とが交互に繰り返されることによって制御される。

30

【 0 0 5 3 】

このように、第 1 および第 2 の昇圧チョッパ回路を並列動作させるとき（パラレル昇圧モード）には、第 1 の昇圧チョッパ回路によって直流電源 B 1 および電力線 P L，G L の間に形成される第 1 の電力変換経路と、第 2 の昇圧チョッパ回路によって直流電源 B 2 および電力線 P L，G L の間に形成される第 2 の電力変換経路との両方に、スイッチング素子 S 1～S 4 の各々が含まれる。ここで、上記第 1 の電力変換経路は、リアクトル L 1 を流れるリアクトル電流 I L 1 の経路に相当し、上記第 2 の電力変換経路は、リアクトル L 2 を流れるリアクトル電流 I L 2 の経路に相当する。なお、リアクトル電流 I L 1 は直流電源 B 1 の電流 I [1] に相当し、リアクトル電流 I L 2 は直流電源 B 2 の電流 I [2] に相当する。

【 0 0 5 4 】

40

（パラレル昇圧モードでの制御動作）

図 5 は、本実施の形態に従う電源システムにおける電力変換器制御のための機能ブロック図である。なお、図 5 を始めとする以下の機能ブロック図中に示される各ブロックの機能は、制御装置 4 0 において、所定のプログラムの実行によるソフトウェア処理および / または専用の電子回路等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。

【 0 0 5 5 】

図 5 を参照して、制御装置 4 0 は、直流電源 B 1 の出力を制御するための出力制御部 5 0 0 と、直流電源 B 2 の出力を制御するための出力制御部 5 1 0 とを有する。出力制御部 5 0 0 は、直流電源 B 1 のデューティ比 D T 1 を生成する。出力制御部 5 1 0 は、直流電源 B 2 のデューティ比 D T 2 を出力する。

50

【 0 0 5 6 】

たとえば、出力制御部 5 0 0 は、直流電源 B 1 の出力を、出力電圧 V_H を電圧指令値 V_{H^*} に設定するように制御する。出力制御部 5 0 0 は、偏差演算部 5 0 2 と、P I 制御部 5 0 5 と、加算部 5 0 7 とを有する。

【 0 0 5 7 】

偏差演算部 5 0 2 は、電圧指令値 V_{H^*} に対する出力電圧 V_H の電圧偏差 V_H ($V_H = V_{H^*} - V_H$) を算出する。P I 制御部 5 0 5 は、電圧偏差 V_H に対する P I (比例積分) 制御によってフィードバック制御量を設定する。加算部 5 0 7 は、P I 制御部 5 0 5 からのフィードバック制御量と、フィードフォワード制御量 D_{ff1} とを加算してデューティ比 D_{T1} を算出する。

10

【 0 0 5 8 】

フィードフォワード制御量 D_{ff1} は、出力電圧 V_H と直流電源 B 1 の電圧 $V[1]$ との電圧比により (1) 式に従って設定される。すなわち、 D_{ff1} は、昇圧チョッパ回路の理論昇圧比に従って設定されるデューティ比を示している。

【 0 0 5 9 】

$$D_{ff1} = 1 - (V[1] / V_{H^*}) \quad \dots (1)$$

このように、直流電源 B 1 からの出力を制御するためのデューティ比 D_{T1} は、直流電圧 V_H に対する直流電源 B 1 の電圧 $V[1]$ の比が低くなる程、大きく設定されることが理解される。

【 0 0 6 0 】

20

たとえば、出力制御部 5 1 0 は、直流電源 B 2 の出力を、電流指令値 I_o^* に従って制御する。出力制御部 5 1 0 は、偏差演算部 5 1 2 と、P I 制御部 5 1 5 と、加算部 5 1 7 とを有する。

【 0 0 6 1 】

特許文献 1 にも記載されるように、パラレル昇圧モードでは、直流電源 B 1 , B 2 間の電力配分を制御することができるので、出力制御部 5 1 0 によって制御される直流電源 B 2 について電力指令値 P_2^* を設定することができる。これにより、電力変換器 5 0 から負荷 3 0 へ入出力される合計電力に対する、直流電源 B 1 , B 2 間の配分を制御することが可能となる。このとき、図 5 の構成例では、電流指令値 $I_o^* = P_2^* / V[2]$ により設定することができる。

30

【 0 0 6 2 】

偏差演算部 5 1 2 は、電流指令値 I_o^* に対する電流 I_o の電流偏差 I_o ($I_o = I_o^* - I_o$) を算出する。たとえば、図 5 のように、直流電源 B 2 を電流制御する構成では、電流 $I_o = I[2]$ である。

【 0 0 6 3 】

P I 制御部 5 1 5 は、電流偏差 I_o に対する P I (比例積分) 制御によってフィードバック制御量を設定する。加算部 5 1 7 は、P I 制御部 5 1 5 からのフィードバック制御量と、フィードフォワード制御量 D_{ff2} とを加算してデューティ比 D_{T2} を算出する。

【 0 0 6 4 】

フィードフォワード制御量 D_{ff2} は、出力電圧 V_H と直流電源 B 2 の電圧 $V[2]$ との電圧比により (2) 式に従って設定される。すなわち、 D_{ff2} は、昇圧チョッパ回路の理論昇圧比に従って設定されるデューティ比を示している。

40

【 0 0 6 5 】

$$D_{ff2} = 1 - (V[2] / V_{H^*}) \quad \dots (2)$$

このように、直流電源 B 2 からの出力を制御するためのデューティ比 D_{T2} は、定性的には、直流電圧 V_H に対する直流電源 B 2 の電圧 $V[2]$ の比が低くなる程、大きく設定されることが理解される。

【 0 0 6 6 】

なお、直流電源 B 1 および B 2 の出力制御は、図 5 での例示に限定されず、デューティ比 D_{T1} , D_{T2} の算出は、出力電圧 V_H を電圧指令値 V_{H^*} に制御する機能を有する限

50

り、任意の態様で実行することができる。

【0067】

アレンジの一例として、出力電圧 V_H を電圧指令値 V_H^* に制御するために電力変換器50から入出力される必要電力 P_r の算出に基づいて、直流電源B1、B2の出力を電力制御（電流制御）することも可能である。具体的には、当該必要電力 P_r を直流電源B1、B2の間で配分した電力指令値 P_1^* 、 P_2^* に従って、直流電源B1およびB2の出力電力を制御することが可能である（ $P_r = P_1^* + P_2^*$ ）。パラレル昇圧モードでは、電力指令値 P_1^* 、 P_2^* 間の配分を自由にすることができる。

【0068】

この場合には、図5の制御構成において、出力制御部500、510は、電力指令値 P_1^* 、 P_2^* から求められた、電流指令値 I_1^* （ $I_1^* = P_1^* / V[1]$ ）および I_2^* （ $I_2^* = P_2^* / V[2]$ ）を基準値とする電流 $I[1]$ 、 $I[2]$ のフィードバック制御によって、デューティ比 DT_1 、 DT_2 を算出することができる。

10

【0069】

キャリア波発生部560は、直流電源B1の制御に用いるキャリア波 CW_1 および直流電源B2の制御に用いる CW_2 を発生する。キャリア波 CW_1 および CW_2 は、スイッチング周波数に相当する同一周波数を有する。PWM制御部550は、デューティ比 DT_1 、 DT_2 およびキャリア波 CW_1 、 CW_2 から、電力変換器50のスイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ を制御するための制御信号 $SG_1 \sim SG_4$ を生成する。

【0070】

20

（PWM制御の詳細）

電力変換器50のパラレル昇圧モードにおける基本的な制御動作は、特許文献1のパラレル昇圧モードでの制御動作と同等である。さらに、特許文献1には、リアクトル電流の位相調整によってスイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ での電力損失を低減するための手法として、直流電源B1および直流電源B2のPWM制御にキャリア波の位相制御（以下、「キャリア位相制御」とも称する）を適用することが記載されている。

【0071】

本実施の形態に従う電源システムの電力変換器に対するPWM制御に対する比較例として、まず、当該キャリア位相制御について説明する。

【0072】

30

（1）キャリア位相制御の適用

図6は、比較例として示されるキャリア位相制御が適用されたパラレル制御モードでの動作例を説明する波形図である。

【0073】

図6を参照して、キャリア位相制御では、直流電源B1のPWM制御に用いられるキャリア波 CW_1 と、直流電源B2のPWM制御に用いられるキャリア波 CW_2 とは、同一周波数の三角波が用いられる。

【0074】

キャリア波 CW_1 、 CW_2 の周期は、各スイッチング素子のスイッチング周波数に相当する。キャリア波 CW_1 、 CW_2 の電圧幅（ピークトゥピーク）は、デューティ比 $DT_1 = 1.0$ および $DT_2 = 1.0$ に対応する電圧に設定される。

40

【0075】

直流電源B1の出力を制御するためのデューティ比 DT_1 と、キャリア波 CW_1 との電圧比較に基づいて、制御パルス信号 SD_1 が生成される。制御パルス信号 SD_1 は、デューティ比 DT_1 を示す電圧が、キャリア波 CW_1 の電圧よりも高いときにHレベルに設定される一方で、キャリア波 CW_1 の電圧よりも低いときにLレベルに設定される。制御パルス信号 SD_1 の周期（Hレベル期間+Lレベル期間）に対するHレベル期間の比、すなわち、制御パルス信号 SD_1 のデューティ比は、 DT_1 と同等である。

【0076】

制御パルス信号 $\bar{S}D_1$ は、制御パルス信号 SD_1 の反転信号である。デューティ比D

50

T 1が高くなると、制御パルス信号 S D 1 の H レベル期間が長くなる。反対に、デューティ比 D T 1 が低くなると、制御パルス信号 S D 1 の L レベル期間が長くなる。

【 0 0 7 7 】

制御パルス信号 S D 1 は、上述した第 1 の昇圧チョッパ回路の下アーム（スイッチング素子 S 3 , S 4 ）のオンオフを制御する信号に対応する。一方、制御パルス信号 / S D 1 は、第 1 の昇圧チョッパ回路の上アーム（スイッチング素子 S 1 , S 2 ）のオンオフを制御する信号に対応する。

【 0 0 7 8 】

同様に、直流電源 B 2 の出力を制御するためのデューティ比 D T 2 と、キャリア波 C W 2 との電圧比較に基づいて、制御パルス信号 S D 2 および、その反転信号 / S D 2 が生成される。制御パルス信号 S D 2 のデューティ比は D T 2 と同様であり、制御パルス信号 / S D 2 のデューティ比は $(1 - D T 2)$ と同等である。すなわち、デューティ比 D T 2 が高くなると、制御パルス信号 S D 2 の H レベル期間が長くなり、反対に、デューティ比 D T 2 が低くなると、制御パルス信号 S D 2 の L レベル期間が長くなる。

【 0 0 7 9 】

制御パルス信号 S D 2 は、上述した第 2 の昇圧チョッパ回路の下アーム（スイッチング素子 S 2 , S 3 ）のオンオフを制御する信号に対応する。一方、制御パルス信号 / S D 2 は、第 2 の昇圧チョッパ回路の上アーム（スイッチング素子 S 1 , S 4 ）のオンオフを制御する信号に対応する。

【 0 0 8 0 】

制御信号 S G 1 ~ S G 4 は、特許文献 1 に記載されるように、制御パルス信号 S D 1 (/ S D 1) および S D 2 (/ S D 2) の論理演算に基づいて設定される。

【 0 0 8 1 】

具体的には、スイッチング素子 S 1 は、第 1 の昇圧チョッパ回路（図 3 ）および第 2 の昇圧チョッパ回路（図 4 ）の各々で上アームを形成するので、制御信号 S G 1 は、制御パルス信号 / S D 1 および制御パルス信号 / S D 2 の論理和によって生成される。

【 0 0 8 2 】

スイッチング素子 S 2 は、第 1 の昇圧チョッパ回路（図 3 ）では上アームを形成し、第 2 の昇圧チョッパ回路（図 4 ）では下アームを形成する。したがって、制御信号 S G 2 は、制御パルス信号 / S D 1 および制御パルス信号 S D 2 の論理和によって生成される。

【 0 0 8 3 】

同様にして、スイッチング素子 S 3 は、第 1 の昇圧チョッパ回路（図 3 ）および第 2 の昇圧チョッパ回路（図 4 ）の両方で下アームを形成するので、制御信号 S G 3 は、制御パルス信号 S D 1 および制御パルス信号 S D 2 の論理和によって生成される。

【 0 0 8 4 】

また、スイッチング素子 S 4 は、第 1 の昇圧チョッパ回路（図 3 ）では下アームを形成し、第 2 の昇圧チョッパ回路（図 4 ）では上アームを形成するので、制御信号 S G 4 は、制御パルス信号 S D 1 および制御パルス信号 / S D 2 の論理和によって生成される。

【 0 0 8 5 】

制御信号 S G 1 ~ S G 4 に基づいてスイッチング素子 S 1 ~ S 4 をオンオフすることにより、リアクトル電流 I L 1 および I L 2 が図 6 に示すように制御される。リアクトル電流 I L 1 は直流電源 B 1 の電流 I [1] に相当し、リアクトル電流 I L 2 は直流電源 B 2 の電流 I [2] に相当する。すなわち、リアクトル電流 I L 1 および I L 2 の平均値は、デューティ比 D T 1 および D T 2 によってそれぞれ制御される。

【 0 0 8 6 】

一方で、キャリア波 C W 1 , C W 2 を構成する三角波の間の位相差 を変化させることにより、電流平均値を変えることなく、リアクトル電流 I L 1 およびリアクトル電流 I L 2 の位相関係（電流位相）が変化する。したがって、キャリア位相制御によって、キャリア波 C W 1 , C W 2 間の位相差 を適切に調整することにより、電力変換器 5 0 のパラレル昇圧モードにおける、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 の電力損失を低減することができる

10

20

30

40

50

。

【0087】

以下では、代表的な例として、直流電源 B 1 および B 2 の両方が力行状態、すなわちリアクトル電流 $I_L 1 > 0$ かつリアクトル電流 $I_L 2 > 0$ である状態での制御について説明する。

【0088】

図 7 は、パラレル昇圧モードにおけるキャリア位相制御の動作例を説明するための電流波形図である。図 8 は、図 7 の所定期間における電力変換器 50 での電流経路を説明する回路図である。

【0089】

図 7 を参照して、時刻 T_a までは、スイッチング素子 $S_2 \sim S_4$ がオンされるので、直流電源 B 1, B 2 の両方に対して、昇圧チョッパ回路の下アーム（第 1 および第 3 の電流経路）がオンされた状態となる。このため、リアクトル電流 $I_L 1$ および $I_L 2$ の両方は上昇する。

【0090】

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 B 2 に対して昇圧チョッパ回路の下アーム（第 3 の電流経路）がオフされた状態となるので、リアクトル電流 $I_L 2$ が上昇から下降に転じる。すなわち、リアクトル電流 $I_L 2$ は極大となる。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。

【0091】

時刻 T_a 以降では、直流電源 B 1 に対して昇圧チョッパ回路の下アーム（第 1 の電流経路）がオンされ、直流電源 B 2 に対して昇圧チョッパ回路の下アームがオフされた状態となる。すなわち、リアクトル電流 $I_L 2$ が上昇する一方で、リアクトル電流 $I_L 1$ が下降する。このとき、電力変換器 50 での電流経路は、図 8 (a) のようになる。

【0092】

図 8 (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、リアクトル電流 $I_L 1$ 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。

【0093】

再び図 7 を参照して、時刻 T_b 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 B 1 に対して昇圧チョッパ回路の下アームがオフされた状態となるので、リアクトル電流 $I_L 1$ が上昇から下降に転じる。すなわち、リアクトル電流 $I_L 1$ は極大となる。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 B 2 に対して昇圧チョッパ回路の下アームがオンされた状態となるので、リアクトル電流 $I_L 2$ が再び下降から上昇に転じる。すなわち、リアクトル電流 $I_L 2$ は極小となる。

【0094】

これにより、電力変換器 50 での電流経路が、図 8 (a) の状態から、図 8 (b) の状態に変化する。図 8 (b) の状態では、スイッチング素子 S_2 には、リアクトル電流 $I_L 1$ 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。

【0095】

さらに、図 8 (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が低減してソフトスイッチングとなり、スイッチング損失を低減できる。また、図 8 (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が低減してソフトスイッチングとなり、スイッチング損失を低減できる。

【0096】

したがって、図 7 に示されるように、リアクトル電流 $I_L 1$ が上昇から下降に転じるタイミングと、リアクトル電流 $I_L 2$ が下降から上昇に転じるタイミングとが一致するよう

10

20

30

40

50

に、電流位相、すなわち、キャリア波 $CW1$, $CW2$ の位相差 を調整する。すなわち、リアクトル電流 $IL1$ の変曲点（極大点）と、リアクトル電流 $IL2$ の変曲点（極小点）とが同一タイミングとなるように位相差 を調整する。これにより、図 7 の時刻 Tb において、スイッチング素子 $S2$ がターンオンされるとともに、スイッチング素子 $S4$ がターンオフされる。

【0097】

再び図 7 を参照して、時刻 Tc では、スイッチング素子 $S1$ がターンオフされるとともに、スイッチング素子 $S4$ がターンオンされる。これにより、直流電源 $B1$ に対して昇圧チョッパ回路の下アームがオフされた状態となるので、リアクトル電流 $IL1$ が下降から上昇に転じる。すなわち、リアクトル電流 $IL2$ は極小となる。スイッチング素子 $S2$ のターンオフと入替わりに、スイッチング素子 $S1$ がターンオンされることにより、直流電源 $B1$, $B2$ の各々に対して昇圧チョッパ回路の下アームがオンされた状態となる。したがって、上述した時刻 Ta 以前の状態が再現されて、リアクトル電流 $IL1$ および $IL2$ の両方が上昇する。

【0098】

このように、直流電源 $B1$ および $B2$ の両方が力行状態であるときには、リアクトル電流 $IL1$ の極大点と、リアクトル電流 $IL2$ の極小点とが図中の時刻 Tb で重なるような電流位相となるように、キャリア波 $CW1$, $CW2$ 間の位相差 を調整する。これにより、時刻 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。

【0099】

このように、図 6 における $\theta = \theta^*$ となるように位相差 を最適化することで、スイッチング素子 $S1 \sim S4$ での損失を低減するように、リアクトル電流 $IL1$, $IL2$ の位相を制御することができる。

【0100】

図 6 から理解されるように、このような位相差 θ^* では、制御パルス信号 $SD1$ 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 $SD2$ 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。

【0101】

制御パルス信号 $SD1$, $SD2$ の波形は、デューティ比 $DT1$, $DT2$ によって変化する。したがって、キャリア位相制御による最適な位相差 θ^* についても、デューティ比 $DT1$, $DT2$ に応じて変化する。このため、特許文献 1 のキャリア位相制御では、デューティ比 $DT1$, $DT2$ と、最適な位相差 θ^* との関係を予め求めるとともに、その対応関係に従って、デューティ比 $DT1$, $DT2$ が変化する毎に位相差 θ を変化させる必要がある。この結果、キャリア位相制御のための制御装置 40 での演算負荷が大きくなる点が課題となる。

【0102】

もし、演算負荷の影響で位相差 θ の制御が遅れると、リアクトル電流 $IL1$, $IL2$ の挙動が不安定になることが懸念される。あるいは、制御装置 40 のスペックに従って PWM 制御の制御周期が制約を受ける虞がある。反対に、PWM 制御の制御周期を確保するために、制御装置 40 に高いスペックが要求される可能性もある。

【0103】

また、特許文献 1 にも記載されるように、リアクトル電流 $IL1$, $IL2$ の好ましい位相関係は、たとえば、直流電源 $B1$, $B2$ が力行（放電）/ 回生（充電）のいずれで動作しているか、すなわち、電力変換器 50 のリアクトル電流 $IL1$, $IL2$ の方向（正 / 負）の組み合わせに応じて異なる。

【0104】

図 9 は、リアクトル電流の方向に応じた電流位相の制御例を説明するための図表である。

【0105】

10

20

30

40

50

図 9 を参照して、リアクトル電流が $I_{L1} > 0$, $I_{L2} > 0$ である状態 A では、上述した、直流電源 B 1 および B 2 の両方が力行状態である。この場合には、図 6 ~ 8 で説明したように、リアクトル電流については I_{L1} の極大点（山）と、 I_{L2} の極小点（谷）とが同一タイミングとなる電流位相（以下、「位相パターン A」とも称する）とすることにより、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 での電力損失を減少できる。

【 0 1 0 6 】

同様に、リアクトル電流が $I_{L1} < 0$, $I_{L2} < 0$ である状態 B では、直流電源 B 1 および B 2 の両方が回生状態である。この場合には、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} の方向が状態 A と逆になるため、 I_{L1} の極小点（谷）と、 I_{L2} の極大点（山）とが同一タイミングとなる電流位相（以下、「位相パターン B」とも称する）とすることにより、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 での電力損失を減少できる。

10

【 0 1 0 7 】

また、リアクトル電流が $I_{L1} < 0$, $I_{L2} > 0$ である状態 C では、直流電源 B 1 が回生状態である一方で、直流電源 B 2 は力行状態である。この状態では、 I_{L1} の極大点（山）と、 I_{L2} の極大点（山）とが同一タイミングとなる電流位相（以下、「位相パターン C」とも称する）とすることにより、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 での電力損失を減少できる。

【 0 1 0 8 】

同様に、リアクトル電流が $I_{L1} > 0$, $I_{L2} < 0$ である状態 D では、直流電源 B 1 が力行状態である一方で、直流電源 B 2 は回生状態である。この状態では、 I_{L1} の極小点（谷）と、 I_{L2} の極小点（谷）とが同一タイミングとなる電流位相（以下、「位相パターン D」とも称する）とすることにより、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 での電力損失を減少できる。

20

【 0 1 0 9 】

このように、電力変換器 5 0 の動作状態の 1 つである、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} の方向（正 / 負）に応じて、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 での電力損失を減少するための好ましい電流位相が、上記 4 パターンの間で変化する。

【 0 1 1 0 】

また、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} の方向（正 / 負）の同一の組み合わせに対して、上記 4 パターンの電流位相を適用すると、各スイッチング素子 S 1 ~ S 4 での電力損失、すなわち、発熱量が変化することが理解される。したがって、時分割で電流位相のパターンを切換えると、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 間で発熱量を均一化できる可能性がある。この場合には、電力変換器 5 0 の動作状態の 1 つである、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 の温度に応じて、好ましい電流位相が上記 4 パターンの間で変化する。

30

【 0 1 1 1 】

したがって、電源システム 5 A の動作中において、電力変換器 5 0 の動作状態に応じて、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} の位相を位相パターン A ~ D の間で切り替える電流位相制御によって、電力損失低減による高効率化、あるいは、素子温度抑制による高出力化を通じて電源システム 5 A の性能を向上することができる。

【 0 1 1 2 】

40

しかしながら、三角波のキャリア位相制御によって上記電流位相制御を行うと、パターン切替えの際には、キャリア位相差の変化が大きくなる。このため、上述した演算負荷の高さの影響も考慮すれば、リアクトル電流の過渡的な挙動が不安定となって、電流変動が過大となることが懸念される。

【 0 1 1 3 】

（ 2 ）本実施の形態に従う PWM 制御

上記のような、キャリア位相制御による問題点を解決するために、本実施の形態では、以下に説明するように、のこぎり波をキャリア波として用いる PWM 制御によって、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} の電流位相のパターン切替えを伴う電流位相制御を実現する。

【 0 1 1 4 】

50

図 10 ~ 図 13 は、本実施の形態に従う電源システムで適用される P W M 制御のキャリア波モードを説明するための波形図である。

【 0 1 1 5 】

図 10 ~ 図 13 を参照して、本実施の形態に従う電源システムでは、同一周波数で位相（エッジタイミング）が同期した 2 つののこぎり波によって、キャリア波 C W 1 および C W 2 を構成する。図 10 ~ 図 13 では、キャリア波 C W 1 および C W 2 以外については、図 6 と同様である。すなわち、制御パルス信号 S D 1 , S D 2 に基づくスイッチング素子 S 1 ~ S 4 のオンオフ制御は、図 6 と同様に実行される。

【 0 1 1 6 】

のこぎり波には、右下り形状および右上り形状の 2 種類の波形が存在する。したがって、図 14 に示されるように、のこぎり波の波形の組み合わせによって、キャリア波 C W 1 , C W 2 には 4 個のモードが存在することが理解される。図 10 ~ 図 13 には、図 14 に示されたキャリア波モード 1 ~ 4 のそれぞれのときの P W M 波形が示される。

【 0 1 1 7 】

図 10 を参照して、キャリア波モード 1 では、キャリア波 C W 1 が右下り形状ののこぎり波 S T D によって構成される、キャリア波 C W 2 は右上り形状ののこぎり波 S T U によって構成される。

【 0 1 1 8 】

図 6 で説明したのと同様に、制御パルス信号 S D 1 は、キャリア波 C W 1 およびデューティ比 D T 1 の電圧比較に従って生成される。同様に、制御パルス信号 S D 2 は、キャリア波 C W 2 およびデューティ比 D T 2 の電圧比較に従って生成される。制御パルス信号 S D 1 , S D 2 に従って設定される制御信号 S G 1 ~ S G 4 によるスイッチング素子 S 1 ~ S 4 の制御によって、制御パルス信号 S D 1 の H レベル期間では、リアクトル電流 I L 1 が上昇し、制御パルス信号 S D 1 の L レベル期間では、リアクトル電流 I L 1 が低下する。同様に、制御パルス信号 S D 2 の H レベル期間では、リアクトル電流 I L 2 が上昇し、制御パルス信号 S D 2 の L レベル期間では、リアクトル電流 I L 2 が低下する。

【 0 1 1 9 】

キャリア波 C W 1 および C W 2 は、同一周波数でエッジタイミングが同期しているので、周期の切替わりタイミングである時刻 t_x において、制御パルス信号 S D 1 , S D 2 のレベルが遷移する。このタイミングで、リアクトル電流 I L 1 , I L 2 は変曲点を有することになる。すなわち、キャリア波 C W 1 , C W 2 の 1 周期毎に、図 9 に示された位相パターン A ~ D のように、リアクトル電流 I L 1 , I L 2 の変曲点を同一タイミングとすることができる。さらに、位相パターン A ~ D は、キャリア波 C W 1 , C W 2 を構成するのこぎり波の波形の組み合わせによって選択することができる。

【 0 1 2 0 】

図 10 に示されるように、右下り形状ののこぎり波（以下、単に「下りのこぎり波」とも称する）S T D によって制御されるリアクトル電流 I L 1 は、時刻 t_x で極大点（山）を有することになる。一方で、右上り形状ののこぎり波（以下、単に「上りのこぎり波」とも称する）S T U によって制御されるリアクトル電流 I L 2 は、時刻 t_x で極小点（谷）を有する。したがって、キャリア波モード 1 を適用すれば、図 9 の位相パターン A を実現するように電流位相を制御できる。なお、上りのこぎり波 S T U は、「第 1 の鋸歯状波」に対応し、下りのこぎり波 S T D は、「第 2 の鋸歯状波」に対応する。

【 0 1 2 1 】

図 11 および図 14 を参照して、キャリア波モード 2 では、キャリア波 C W 1 が上りのこぎり波 S T U によって構成される一方で、キャリア波 C W 2 は下りのこぎり波 S T D によって構成される。

【 0 1 2 2 】

この結果、図 10 と同様の時刻 t_x において、リアクトル電流 I L 1 が極小点（谷）を有する一方で、リアクトル電流 I L 2 は極大点（山）を有する。したがって、図 11 に示されるように、キャリア波モード 2 を適用すれば、図 9 の位相パターン B を実現するよう

10

20

30

40

50

に電流位相を制御できる。

【 0 1 2 3 】

図 1 2 および図 1 4 を参照して、キャリア波モード 3 では、キャリア波 C W 1 および C W 2 の両方が上りのこぎり波 S T U によって構成される。

【 0 1 2 4 】

この結果、図 1 0 および図 1 1 と同様の時刻 t_x において、リアクトル電流 $I_L 1$ および $I_L 2$ の両方が極小点（谷）を有する。したがって、図 1 2 に示されるように、キャリア波モード 3 を適用すれば、図 9 の位相パターン C を実現するように電流位相を制御できる。

【 0 1 2 5 】

図 1 3 および図 1 4 を参照して、キャリア波モード 4 では、キャリア波 C W 1 および C W 2 の両方が下りのこぎり波 S T D によって構成される。

【 0 1 2 6 】

この結果、図 1 0 ~ 図 1 2 と同様の時刻 t_x において、リアクトル電流 $I_L 1$ および $I_L 2$ の両方が極大点（山）を有する。したがって、図 1 3 に示されるように、キャリア波モード 4 を適用すれば、図 9 の位相パターン D を実現するように電流位相を制御できる。

【 0 1 2 7 】

このように、本実施の形態 1 に従う電源システムによれば、キャリア波 C W 1 , C W 2 にのこぎり波を適用することによって、リアクトル電流 $I_L 1$, $I_L 2$ の間で変曲点を同一タイミングに一致させる電流位相制御を、キャリア位相差の調整のような複雑な演算処理を行うことなく、簡易な制御処理で実現することができる。さらに、リアクトル電流 $I_L 1$, $I_L 2$ の位相パターン A ~ D の選択についても、のこぎり波の波形の選択によって、簡易に実現することができる。具体的には、キャリア波発生部 5 6 0（図 6）が、電力変換器 5 0 の動作状態（リアクトル電流 $I_L 1$, $I_L 2$ の方向および / またはスイッチング素子 S 1 ~ S 4 の温度等）に応じて、図 1 4 に示されたキャリア波モードの選択を伴ってキャリア波 C W 1 , C W 2 を発生することにより、位相パターン A ~ D の選択が可能となる。

【 0 1 2 8 】

図 1 に示された電力変換器 5 0 では、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 のオンオフ制御に応じて、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 の少なくともいずれかにリアクトル電流 $I_L 1$, $I_L 2$ の両方が流れる。このため、図 9 に示された位相パターン A ~ D を電力変換器 5 0 の動作状態に応じて切替える電流位相制御により、高効率化あるいは高出力化を図ることができる。

【 0 1 2 9 】

したがって、図 1 に示された電力変換器 5 0 を含む電源システム 5 A では、本実施の形態に従う PWM 制御によって直流電源 B 1 , B 2 の出力を制御することによって、簡易な制御処理によって、リアクトル電流を大きく変動させることなく、性能を向上させることができる。

【 0 1 3 0 】

[実施の形態 1 の変形例]

実施の形態 1 に従う PWM 制御では、位相パターンを切替える際には、キャリア波 C W 1 , C W 2 の周期間で、のこぎり波の波形を変化するためのキャリア波モードの切替えが必要である。実施の形態 1 の変形例では、キャリア波モードの切替え時における好ましい制御について、さらに説明する。

【 0 1 3 1 】

図 1 5 は、実施の形態 1 に従う PWM 制御でのキャリア波モードの切替え時における問題点を説明するための動作波形図である。

【 0 1 3 2 】

図 1 5 を参照して、キャリア波 C W 1 および C W 2 の周期 T_{cy} 毎に、リアクトル電流 $I_L 1$, $I_L 2$ の変曲点が同一タイミングで発生する。時刻 t_1 以前では、キャリア波モ

10

20

30

40

50

ード 2 が適用されるので、時刻 $t \times 1$, $t \times 2$ において、リアクトル電流 I_{L1} の極小点（谷）とリアクトル電流 I_{L2} の極大点（山）とが一致する。すなわち、電流位相は、位相パターン B に制御される。

【 0 1 3 3 】

時刻 t_1 において、電力変換器 50 の動作状態に応じて、位相パターン B から位相パターン A に電流位相制御が切替えられる。これに応じて、時刻 t_1 以降では、キャリア波モードが切替えられる。具体的には、キャリア波 CW_1 を下りのこぎり波 STD で構成し、キャリア波 CW_2 を上りのこぎり波 STU で構成するキャリア波モード 1 が新たに選択される。

【 0 1 3 4 】

時刻 t_1 の直前の周期 200 A と、時刻 t_1 直後の周期 200 B との間では、切替え時点（時刻 t_1 ）を挟んで、キャリア波 CW_1 およびキャリア波 CW_2 の両方の波形が対称となる。この結果、リアクトル電流 I_{L1} は、通常の 2 倍の期間にわたって低下を続けるとともに、リアクトル電流 I_{L2} は通常の 2 倍の期間にわたって上昇する。これにより、リアクトル電流の変動が大きくなる。

【 0 1 3 5 】

さらに、周期 200 B において、デューティ比 DT_1 および DT_2 が変化していないに関わらず、リアクトル電流 I_{L1} の平均値が低下するとともに、リアクトル電流 I_{L2} の平均値が上昇することが理解される。周期 200 B においても、直流電源 B1 および B2 の各々に対する、下アームオン期間および上アームオン期間の比は変わらないが、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} が同一方向に連続的に変化する期間長が変化することから、平均電流が変化してしまう。

【 0 1 3 6 】

この結果、周期 200 B の次の周期でも、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} の平均値は、時刻 t_1 以前から変化してしまう。以降でのフィードバック制御によってデューティ比 DT_1 , DT_2 が調整されることによって、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} の平均値は適正値に復帰することができるが、キャリア波モードの切替に伴って電流変動が生じることは好ましくない。

【 0 1 3 7 】

このように、キャリア波モードの切替え時に、切替え時点（時刻 t_1 ）を挟んでキャリア波の波形が対称形となると、リアクトル電流の過渡的な変動が大きくなることが懸念される。

【 0 1 3 8 】

図 16 には、本実施の形態 1 の変形例に従う PWM 制御におけるキャリア波モード切替え時の第 1 の制御例を説明する波形図が示される。

【 0 1 3 9 】

図 16 を参照して、実施の形態 1 の変形例では、キャリア波モードを切替える周期 200 A および 200 B の間に、遷移周期 205 が設けられる。遷移周期 205 では、キャリア波モードの切替えによつてのこぎり波の波形が切替えられるときには、のこぎり波と同一周期 T_{cy} を有する三角波 TW または逆相三角波 RTW がキャリア波に適用される。

【 0 1 4 0 】

図 16 の例では、図 15 と同様に、時刻 t_1 からキャリア波モード 2 からキャリア波モード 1 への切替えが行なわれる際に、下りのこぎり波 STD から上りのこぎり波 STU への切替えの際には三角波 TW がキャリア波に適用される。一方で、上りのこぎり波 STU から下りのこぎり波 STD への切替えの際には逆相三角波 RTW が適用される。このため、遷移周期 205 において、キャリア波 CW_1 は逆相三角波 RTW によって構成され、キャリア波 CW_2 は三角波 TW によって構成される。

【 0 1 4 1 】

三角波 TW および逆相三角波 RTW は、のこぎり波と同一周期を有するので、遷移周期 205 が適用される時刻 $t_1 \sim t_z$ 間において、デューティ比 DT_1 , DT_2 とキャリア

10

20

30

40

50

波 $CW1$, $CW2$ との電圧高低関係が 2 回変化する。この結果、リアクトル電流 $IL1$, $IL2$ にも変曲点が 2 回生じる。

【0142】

この結果、キャリア波モードを切替える際における、連続的な電流上昇または低下の期間が図 15 と比較して短くなる。したがって、リアクトル電流 $IL1$, $IL2$ の変動を軽減することができる。

【0143】

一方で、三角波 TW または逆相三角波 RTW をキャリア波として適用する場合には、同一のデューティ比 $DT1$, $DT2$ に対して、図 15 と同様に、リアクトル電流 $IL1$, $IL2$ の平均値が変化してしまう。このため、リアクトル電流 $IL1$, $IL2$ の平均値を変化させないためには、三角波 TW または逆相三角波 RTW を適用する場合にデューティ比の変換が必要となる。

【0144】

図 17 は、三角波 TW をキャリア波として適用する場合におけるデューティ比変換を説明するための波形図である。

【0145】

図 17 には、デューティ比 DT に対して、三角波 TW が適用された遷移周期 205 における変換デューティ比 DTa の導出が示される。図 17 において、デューティ比 DT は、 $DT1$ および $DT2$ を包括に表記するものであり、リアクトル電流 IL は、 $IL1$ および $IL2$ を包括的に表記するものである。

【0146】

変換デューティ比 DTa は、デューティ比 $DT1$ に従う周期 200A および変換デューティ比 DTa に従う遷移周期 205 の間で、リアクトル電流 IL の平均値が変わらないように設定される。

【0147】

図 17 を参照して、遷移周期 205 の直前の周期 200A および直後の周期 200B において、キャリア波 CW は、下りのこぎり波 STD および上りのこぎり波 STU である。周期 200A において、時刻 $t0 \sim t_a$ の間（期間長 $T1$ ）では $CW > DT$ であるので、リアクトル電流 IL は低下する。なお、当該期間では、リアクトル電流 $IL1$ に対しては電流経路 121（図 3（b））が形成され、リアクトル電流 $IL2$ に対しては電流経路 131（図 4（b））が形成される。

【0148】

一方で、時刻 $t_a \sim t1$ の間（期間長 $T2$ ）では、 $CW < DT$ となるのでリアクトル電流 IL は上昇する。当該期間では、リアクトル電流 $IL1$ に対しては電流経路 120（図 3（a））が形成され、リアクトル電流 $IL2$ に対しては電流経路 130（図 4（a））が形成される。

【0149】

ここで、デューティ比 DT および周期 Tcy を用いると、 $T2 = Tc \times DT$ 、かつ、 $T1 = Tc \times (1 - DT)$ となる。そして、周期 Tcy 離れた時刻 $t0$ と $t1$ とでリアクトル電流 IL は等しい。

【0150】

まず、遷移周期 205 において、周期 201 と同等のデューティ比 $DT1$ を三角波 TW と比較したときのリアクトル電流 IL の波形が点線で示される。この場合には、 $DT1 = TW$ となる時刻 tc および td においてリアクトル電流 IL に変曲点が生じる。 $TW > DT1$ となる時刻 $tc \sim td$ の期間長 $T5$ （すなわち、上アームオンの期間長）は、周期 201 の期間長 $T2$ と同等である。

【0151】

しかしながら、周期 205 では、時刻 $t1$ 以降も下アームオンによる電流上昇期間が継続するため、上アームオンの期間長が周期 201 と同等に確保されても、リアクトル電流 IL の平均値は、周期 201 よりも上昇してしまう。したがって、リアクトル電流 IL の

10

20

30

40

50

平均値を周期 201 と同等にするためには、変換デューティ比 DTa を以下のように求める必要がある。

【0152】

遷移周期 205 (時刻 $t_1 \sim t_z$) において、変換デューティ比 DTa に対して、時刻 $t_1 \sim t_b$ の間 (期間長 T_3) は、 $DTa > CW$ であるので、リアクトル電流 IL は上昇する。当該期間では、リアクトル電流 IL_1 に対しては電流経路 120 (図 3 (a)) が形成され、リアクトル電流 IL_2 に対しては電流経路 130 (図 4 (a)) が形成される。

【0153】

変換デューティ比 DTa を三角波 TW と比較したときには、時刻 $t_b \sim t_e$ の間は $CW > DTa$ であるので、リアクトル電流 IL は低下する。時刻 $t_e \sim t_z$ (期間長 T_7) では、再び、 $DTa > CW$ となるので、時刻 $t_1 \sim t_b$ と同様にリアクトル電流 IL は上昇する。三角波 TW の波形から、 $T_3 = T_7$ が成立する。また、 $T_3 + T_7 = T_c \times DTa$ であるので、 $T_3 = T_7 = (T_c / 2) \times DTa$ と示されることが理解される。

【0154】

上述したように、時刻 $t_c \sim t_d$ までの期間長 T_5 は、周期 201 での上アームオン期間長 T_1 と同等である。したがって、時刻 t_c におけるリアクトル電流 IL (以下、 $IL(t_c)$ と表記する) が時刻 t_0 、 t_1 でのリアクトル電流 IL (以下、 $IL(t_0)$ 、 $IL(t_1)$ と表記する) と同等であるようにすると、時刻 t_d でのリアクトル電流 IL も、時刻 t_a と同等となる。

【0155】

三角波 TW の対称性から、 $T_3 : T_4 = T_7 : T_6$ となる。このため、 $IL(t_c) = IL(t_1) (= IL(t_0))$ が実現されると、周期 205 が終了され、かつ、周期 202 が開始される時刻 t_z におけるリアクトル電流 IL を、周期 201 での最小値 (時刻 t_a) と同等とすることができる。上りのこぎり波が適用される周期 202 では、周期 202 が開始される時刻 t_z において、リアクトル電流 IL は最小値となる。この結果、周期 201、遷移周期 205 および周期 202 の各々において、リアクトル電流 IL の平均値を同等とすることができる。

【0156】

時刻 t_1 の前後で、リアクトル電流 IL の上昇時の傾きおよび低下時の傾きは変わらない。したがって、電流波形の相似性から、 $IL(t_c) = IL(t_1)$ とするためには、 $T_1 : T_2 = T_4 : T_3$ が成立するように、変換デューティ比 DTa を定めればよいことが理解される。ここで、 $T_1 : T_2 = (1 - DT) : DT$ 、および、 $T_3 = (T_c / 2) \times DTa$ から下記 (1) 式が成立する。

【0157】

$$(1 - DT) : DT = T_4 : (T_c / 2) \times DTa \quad \dots (1)$$

(1) 式を変形すると、下記 (2) 式が得られる。

【0158】

$$T_4 = (DTa / DT) \times (1 - DT) \times (T_c / 2) \quad \dots (2)$$

また、時刻 $t_b \sim t_d$ では、三角波 TW の対称性から、下記 (3) 式が成立する。

【0159】

$$T_4 \times 2 + T_5 = (1 - DTa) \times T_c \quad \dots (3)$$

式 (3) に式 (2) を代入し、さらに、周期 200 A および遷移周期 205 の間で、電流変化量が同一である $T_1 = T_5$ となるから、 $T_5 = T_c \times (1 - DT)$ を代入すると、(4) 式が得られる。

【0160】

$$DTa / DT \times (1 - DT) + (1 - DT) = (1 - DTa) \quad \dots (4)$$

式 (4) を DTa について解くと、 $DTa = DT^2$ (DT の 2 乗) が得られる。

【0161】

同様に、リアクトル電流 IL の平均値が周期 201 と同等となるように、逆相三角波 R

TWが適用された遷移周期205における変換デューティ比DTbを求めると、詳細な導出は省略するが、 $DTb = 1 - (1 - DT)^2$ が得られる。

【0162】

以上より、図16に示した第1の制御例に従う遷移周期でのキャリア波の設定の一覧は、図18に示すようになる。

【0163】

図18を参照して、キャリア波の切替モードは、切替え前のキャリア波モードおよび切替え後のキャリア波モードを続けて表記した2桁の整数で示される。たとえば、図16に示した、キャリア波モード2からキャリア波モード1への切替え時には、切替モード21が適用される。したがって、4個のキャリア波モードに対して、切替モードは $3 \times 4 = 12$ 個存在する。

【0164】

図18には、各切替モードにおける、キャリア波CW1、CW2および、適用されるデューティ比DT1、DT2が示される。上述のように、デューティ比DT1、DT2は、遷移周期205においても直前の周期200Aとリアクトル電流IL1、IL2の平均値を同等とするための換算値である。

【0165】

キャリア波CW1について、切替え前後とも下りのこぎり波が適用される、切替モード14および切替モード41では、遷移周期205において、キャリア波CW1の変更は必要ない。このため、キャリア波CW1には、下りのこぎり波STDが適用される。同様に、切替え前後とも上りのこぎり波が適用される、切替モード23および切替モード32では、キャリア波CW1には、上りのこぎり波STUが適用される。これらの切替モードでは、デューティ比の変換は不要であるので、 $DT1 = DT1$ に設定される。

【0166】

キャリア波CW1について、切替え前に下りのこぎり波が適用される一方で切替え後には上りのこぎり波が適用される、切替モード12、切替モード13、切替モード42、および、切替モード43では、図16でのキャリア波CW2と同様に、三角波TWが適用される。この場合には、デューティ比換算により、 $DT1 = DTa = (DT1)^2$ (すなわち、 $DT1^2$) に設定される。

【0167】

一方で、切替え前に上りのこぎり波が適用される一方で切替え後には下りのこぎり波が適用される、切替モード21、切替モード24、切替モード31、および、切替モード34では、図16でのキャリア波CW1と同様に、逆相三角波RTWが適用される。この場合には、デューティ比換算により、 $DT1 = DTb = 1 - (1 - DT1)^2$ (すなわち、 $1 - (1 - DT1)^2$) に設定される。

【0168】

キャリア波CW2についても、キャリア波CW1と同様に、切替え前後とも下りのこぎり波が適用される、切替モード24および切替モード42では、遷移周期205におけるキャリア波CW2は、下りのこぎり波STDで構成される。また、切替え前後とも上りのこぎり波が適用される、切替モード13および切替モード31では、キャリア波CW2は、上りのこぎり波STUで適用される。これらの切替モードでは、 $DT2 = DT2$ に設定される。

【0169】

一方で、切替え前に下りのこぎり波が適用される一方で切替え後には上りのこぎり波が適用される、切替モード21、切替モード23、切替モード41、および、切替モード43では、図16でのキャリア波CW2と同様に、三角波TWが適用される。 $DT2 = DTa = (DT2)^2$ (すなわち、 $DT2^2$) に設定される。

【0170】

これに対して、切替え前に上りのこぎり波が適用される一方で切替え後には下りのこぎり波が適用される、切替モード12、切替モード14、切替モード32、および、切替モ

10

20

30

40

50

ード34では、図16でのキャリア波CW1と同様に、逆相三角波RTWが適用される。そして、 $DT2 = DTb = 1 - (1 - DT2)^2$ (すなわち、 $1 - (1 - DT2)^2$) に設定される。

【0171】

このようにすると、リアクトル電流IL1, IL2の位相関係を変える電流位相制御のためにキャリア波モードを切替える場合に、リアクトル電流IL1, IL2の平均値を維持した上で、リアクトル電流IL1, IL2の変動を抑制することができる。

【0172】

なお、キャリア波モード切替え時における三角波および逆相三角波の適用は、図16の例と反対にすることも可能である。

【0173】

図19には、本実施の形態1の変形例に従うPWM制御におけるキャリア波モード切替え時の第2の制御例を説明する波形図が示される。図19においても、図16と同様に、キャリア波モード2からキャリア波モード1への切替えが示される。

【0174】

図19を参照して、第2の制御例では、第1の制御例とは反対に、上りのこぎり波STUから下りのこぎり波STDの切替え時には、三角波TWがキャリア波に適用されるとともに、下りのこぎり波STDから上りのこぎり波STUの切替え時には、逆相三角波RTWがキャリア波に適用される。これにより、図16の例とは反対に、遷移周期205において、キャリア波CW1は三角波TWによって構成され、キャリア波CW2は逆相三角波RTWによって構成される。

【0175】

図19に示した第2の制御例に従う遷移周期でのキャリア波の設定の一覧は、図20に示すようになる。

【0176】

図20を参照して、キャリア波CW1について、切替モード14および切替モード41では、切替え前後とも下りのこぎり波が適用されるため、図18と同様に、キャリア波CW1には下りのこぎり波STDが適用されて、 $DT1 = DT1$ に設定される。同様に、切替モード23および切替モード32では、キャリア波CW1には上りのこぎり波STUが適用されて、 $DT1 = DT1$ に設定される。

【0177】

一方で、キャリア波CW1について、切替え前に下りのこぎり波が適用される一方で切替え後には上りのこぎり波が適用される、切替モード12、切替モード13、切替モード42、および、切替モード43では、図18とは反対に逆相三角波RTWが適用される。この場合には、 $DT1 = 1 - (1 - DT1)^2$ (すなわち、 $1 - (1 - DT1)^2$) に設定される。

【0178】

また、切替え前に上りのこぎり波が適用される一方で切替え後には下りのこぎり波が適用される、切替モード21、切替モード24、切替モード31、および、切替モード34では、図18とは反対に三角波TWが適用される。そして、 $DT1 = (DT1)^2$ (すなわち、 $DT1^2$) に設定される。

【0179】

同様に、キャリア波CW2についても、切替え前後とも下りのこぎり波が適用される、切替モード24および切替モード42では、遷移周期205において、キャリア波CW2は、下りのこぎり波STDで構成されて、 $DT2 = DT2$ に設定される。また、切替え前後とも上りのこぎり波が適用される、切替モード13および切替モード31においても、遷移周期205において、キャリア波CW2は、上りのこぎり波STUで構成されて、 $DT2 = DT2$ に設定される。

【0180】

一方で、切替え前に下りのこぎり波が適用される一方で切替え後には上りのこぎり波が

10

20

30

40

50

適用される、切替モード 2 1、切替モード 2 3、切替モード 4 1、および、切替モード 4 3 では、図 1 8 とは反対に、逆相三角波 R T W がキャリア波 C W 2 に適用される。そして、 $DT2 = DTb = 1 - (1 - DT2)^2$ (すなわち、 $1 - (1 - DT2)^2$) に設定される。

【0181】

また、切替え前に上りのこぎり波が適用される一方で切替え後には下りのこぎり波が適用される、切替モード 1 2、切替モード 1 4、切替モード 3 2、および、切替モード 3 4 では、三角波 T W がキャリア波 C W 2 に適用される。そして、 $DT2 = DTa = (DT2)^2$ (すなわち、 $DT2^2$) に設定される。

【0182】

再び図 1 9 を参照して、第 2 の制御例においても、遷移周期 2 0 5 内で、リアクトル電流 I L 1 , I L 2 の変曲点が 2 回生じることが理解できる。さらに、第 2 の制御例では、上りのこぎり波 S T U と三角波 T W との位相関係、ならびに、下りのこぎり波 S T D と逆相三角波 R T W との位相関係から、遷移周期 2 0 5 の開始タイミング (時刻 t 1) においても、リアクトル電流 I L 1 , I L 2 に変曲点を生じさせることができる。

【0183】

同様に、遷移周期 2 0 5 の終了タイミング (時刻 t z) においても、三角波 T W と下りのこぎり波 S T D と三角波 T W との位相関係、ならびに、逆相三角波 R T W と上りのこぎり波 S T U との位相関係から、リアクトル電流 I L 1 , I L 2 に変曲点を生じさせることができる。

【0184】

この結果、第 2 の制御例に従って遷移周期 2 0 5 を設定することにより、リアクトル電流 I L 1 , I L 2 の変曲点の数を増やすことができるので、リアクトル電流 I L 1 , I L 2 の平均値を維持した上で、リアクトル電流 I L 1 , I L 2 の変動をさらに抑制することができる。

【0185】

[実施の形態 1 のその他の変形例]

(パラレル昇圧モード以外の動作モード)

実施の形態 1 およびその変形例 1 で説明した電力変換器 5 0 については、特許文献 1 およびにも記載されるように、パラレル昇圧モードとは D C / D C 変換の態様が異なる、他の動作モードを適用することができる。

【0186】

図 2 1 には、電力変換器 5 0 が有する複数の動作モードの一覧が示される。

図 2 1 を参照して、動作モードは、実施の形態 1 およびその変形例 1 に記載したパラレル昇圧モード (以下、P B モードとも称する) に加えて、特許文献 1 にも接続されたシリーズ昇圧モード (以下、S B モードとも称する) と、「直流電源 B 1 による単独昇圧モード (以下、a B モード)」と、「直流電源 B 2 による単独昇圧モード (以下、b B モード)」とをさらに含む。

【0187】

S B モードは、特許文献 1 における「シリーズ接続モード」と同等である。特許文献 1 にも記載されるように、直流電源 B 1 および B 2 を直列接続した状態で D C / D C 変換を実行することによって、昇圧比の低下による電力変換効率の向上を図ることができる。スイッチング素子 S 1 ~ S 4 のオンオフ制御の詳細は、特許文献 1 でのシリーズ接続モードと同様に実行することができるので、詳細な説明は繰り返さない。なお、特許文献 1 には、キャリア位相制御の適用によってシリーズ昇圧モードでの制御動作を簡易にできることが記載されているが、三角波のキャリア位相制御に代えて、実施の形態 1 またはその変形例に従って、のこぎり波を適用した P W M 制御を行っても同等の効果を得ることができる。

【0188】

a B モードでは、直流電源 B 1 のみを用いて D C / D C 変換 (昇圧) が実行される。 a

10

20

30

40

50

Bモードでは、出力電圧 V_H が直流電源B2の電圧 $V[2]$ よりも高く制御されている限りにおいて、直流電源B2は、電力線PL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。

【0189】

同様に、bBモードでは、直流電源B2のみを用いてDC/DC変換（昇圧）が実行される。bBモードでは、出力電圧 V_H が直流電源B1の電圧 $V[1]$ よりも高く制御されている限りにおいて、直流電源B1は、電力線PL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。

【0190】

PBモード、SBモード、aBモードおよびbBモードでは、たとえば、図5の制御構成を共有して、直流電源B1および/またはB2の出力が制御される。出力制御のためのPWM制御に従ってスイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ の周期的なオンオフ制御を実行することによって、出力電圧 V_H は電圧指令値 V_H^* に従って制御される。

【0191】

このように、本実施の形態1およびその変形例に従う電源システムでは、パラレル昇圧モードの他にも、効率に優れるSBモード（シリーズ昇圧モード）や、一方の電源のみを用いるaBモードおよびbBモードを選択することができるので、直流電源B1およびB2の利用効率を高めることができる。

【0192】

aBモードでは、電力変換器50において、スイッチング素子 S_3 および S_4 を下アームとして共通にオンオフ制御する。さらに、スイッチング素子 S_1 および S_2 についても、上アームとして共通にオンオフ制御することができる。

【0193】

したがって、aBモードでは、図5の構成において、出力制御部510の動作をオフして、出力制御部500によって、 V_H 制御のためのデューティ比 DT_1 が算出される。さらに、デューティ比 DT_1 を用いたPWM制御による制御パルス信号 SD_1 に従って、下アーム（スイッチング素子 S_3 、 S_4 ）のオン期間およびオフ期間（スイッチング素子 S_1 、 S_2 のオン期間）を、繰り返し設けることによって、出力電圧 V_H を電圧指令値 V_H^* に従って制御することができる。

【0194】

bBモードにおいても同様に、図5の構成において、出力制御部510によって算出されたデューティ比を、直流電源B2の出力を制御するためのデューティ比 DT_2 として用いることで、出力電圧 V_H を電圧指令値 V_H^* に従って制御することができる。さらに、電力変換器50において、スイッチング素子 S_2 および S_3 を下アームとして共通にオンオフ制御するとともに、スイッチング素子 S_1 および S_4 について、上アームとして共通にオンオフ制御することができる。したがって、デューティ比 DT_2 を用いたPWM制御による制御パルス信号 SD_2 に従って、下アーム（スイッチング素子 S_2 、 S_3 ）のオン期間およびオフ期間（スイッチング素子 S_1 、 S_4 のオン期間）を、繰り返し設けることによって、出力電圧 V_H を電圧指令値 V_H^* に従って制御することができる。

【0195】

再び、図21を参照して、複数の動作モードは、スイッチング素子 $S_1 \sim S_4$ のオンオフを固定する「直結モード」をさらに含む。直結モードには、「並列直結モード（以下、PDモード）」と、「シリーズ直結モード（以下、SDモード）」と、「直流電源B1の直結モード（以下、aDモード）」と、「直流電源B2の直結モード（以下、bDモード）」とが含まれる。

【0196】

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、直流電源B1およびB2を負荷30（電力線PL、GL間）に並列に接続した状態が維持される。この結果、出力電圧 V_H は、直流電源B1、B2の出力電圧 $V[1]$ 、 $V[2]$ （厳密には $V[1]$ 、 $V[2]$ のうち

10

20

30

40

50

の高い方の電圧)と同等となる。 $V[1]$ 、 $V[2]$ 間の電圧差は直流電源 $B1$ 、 $B2$ 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。

【0197】

SDモードでは、スイッチング素子 $S2$ 、 $S4$ がオフに固定される一方で、スイッチング素子 $S1$ 、 $S3$ がオンに固定される。これにより、直流電源 $B1$ および $B2$ を負荷30(電力線 PL 、 GL 間)に直列に接続した状態が維持される。この結果、出力電圧 VH は、直流電源 $B1$ 、 $B2$ の出力電圧 $V[1]$ 、 $V[2]$ の和と同等となる($VH = V[1] + V[2]$)。

【0198】

aD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 $B2$ は電力線 PL から切り離された状態となり、出力電圧 VH は、直流電源 $B1$ の電圧 $V[1]$ と同等となる($VH = V[1]$)。aDモードでは、直流電源 $B2$ は、電力線 PL 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、 $V[2] > V[1]$ の状態ではaD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 $B1$ から $B2$ に短絡電流が生じる。このため、aDモードの適用には、 $V[1] > V[2]$ が必要条件となる。

【0199】

同様に、bD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 $B1$ は電力線 PL から切り離された状態となり、出力電圧 VH は、直流電源 $B2$ の電圧 $V[2]$ と同等となる($VH = V[2]$)。bDモードでは、直流電源 $B1$ は、電力線 PL 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、 $V[1] > V[2]$ の状態ではbDモードを適用すると、ダイオード $D2$ を介して直流電源 $B1$ から $B2$ に短絡電流が生じる。このため、bDモードの適用には、 $V[2] > V[1]$ が必要条件となる。

【0200】

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、出力電圧 VH は、直流電源 $B1$ 、 $B2$ の電圧 $V[1]$ 、 $V[2]$ 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 VH が負荷30の動作に適した電圧に設定できなくなるにより、負荷30での電力損失が増加する虞がある。

【0201】

一方で、直結モードでは、スイッチング素子 $S1 \sim S4$ 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5A全体での電力損失が抑制できる可能性がある。

【0202】

このように、本実施の形態1およびその変形例1に従う電源システム5Aでは、キャリア波としてのこぎり波を用いた電流位相制御が適用されるパラレル昇圧モードを含む、図21に示された複数の動作モードを、負荷30および/または電力変換器50の動作状態に応じて適切に切替えることによって、DC/DC変換を実行できる。この結果、電力損失の小さい全電圧シリーズ(SR)モードの他、他の動作モードを適切に選択することによって、電源システム5A全体での高効率化を図ることができる。

【0203】

(電力変換器の回路構成アレンジ)

図22は、実施の形態1およびその変形例1に従う電力変換器50の回路構成の変形例を示す回路図である。

【0204】

図22を参照して、電力変換器50は、図1に示された電力変換器50と比較して、

10

20

30

40

50

直流電源 B 1 およびリアクトル L 1 が、ノード N 2 および電力線 G L の間ではなく、電力線 P L およびノード N 2 の間に直列に接続される点で異なる。電力変換器 5 0 のその他の構成は、電力変換器 5 0 と同様であるのでその説明は繰返さない。

【 0 2 0 5 】

電力変換器 5 0 においては、電力変換器 5 0 と比較した回路の対称性から、直流電源 B 1 に対する上アームと下アームとを入れ替えても、電力変換器 5 0 と同様の D C / D C 変換を実行できることが理解される。

【 0 2 0 6 】

具体的には、電力変換器 5 0 では、スイッチング素子 S 1 , S 2 を直流電源 B 1 の下アームとし、スイッチング素子 S 3 , S 4 を直流電源 B 1 の上アームとするように制御することが必要である。この結果、電力変換器 5 0 の各動作モードにおいて、スイッチング素子 S 1 は、電力変換器 5 0 のスイッチング素子 S 4 と同等のパターンでオンオフ制御され、スイッチング素子 S 2 は、電力変換器 5 0 のスイッチング素子 S 3 と同等のパターンでオンオフ制御される。同様に、電力変換器 5 0 のスイッチング素子 S 3 は、電力変換器 5 0 のスイッチング素子 S 2 と同等のパターンでオンオフ制御され、スイッチング素子 S 4 は、電力変換器 5 0 のスイッチング素子 S 1 と同等のパターンでオンオフ制御される。

【 0 2 0 7 】

たとえば、電力変換器 5 0 のパラレル昇圧モードでは、スイッチング素子 S 1 および S 2 をオンすることにより、図 3 (a) の電流経路 1 2 0 に相当する、直流電源 B 1 およびリアクトル L 1 を含むループ状の電流経路を形成することができる。また、スイッチング素子 S 3 および S 4 をオンすることにより、図 3 (b) の電流経路 1 2 1 に相当する、電力線 P L および G L 間に直流電源 B 1 およびリアクトル L 1 を直列に接続する電流経路を形成することができる。

【 0 2 0 8 】

なお、直流電源 B 2 に対しては、電力変換器 5 0 と同様に、スイッチング素子 S 2 および S 3 をオンすることによって図 4 (a) の電流経路 1 3 0 を形成することができる。また、スイッチング素子 S 1 および S 4 をオンすることによって、図 4 (b) の電流経路 1 3 1 を形成することができる。

【 0 2 0 9 】

このようにすると、電力変換器 5 0 についても、電力変換器 5 0 と同様に、パラレル昇圧モードを含む、図 2 1 に示された各動作モードによって、D C / D C 変換を実行することができる。パラレル昇圧においては、実施の形態 1 およびその変形例 1 に従う、のこぎり波を用いた P W M 制御を適用して各直流電源からの出力を制御することにより、リアクトル電流の位相を簡易に制御することができる。

【 0 2 1 0 】

以上説明したように、実施の形態 1 およびその変形例 1 に従う電源システムでは、電力変換器 5 0 , 5 0 を包括すると、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 に対して、直流電源 B 1 およびリアクトル L 1 は、電力線 P L または G L と、ノード N 2 との間に直列に電氣的に接続される。一方で、直流電源 B 2 およびリアクトル L 2 は、ノード N 1 と N 3 との間に直列に電氣的に接続される。

【 0 2 1 1 】

また、電力変換器 5 0 , 5 0 の各々において、リアクトル L 1 および直流電源 B 1 の接続順序を入れ換えても、電氣的には等価な回路構成が維持される。同様に、リアクトル L 2 および直流電源 B 2 の接続順序を入れ換えても、電氣的には等価な回路構成が維持される。

【 0 2 1 2 】

[実施の形態 2]

実施の形態 2 では、電力変換器 5 0 , 5 0 とは異なる構成を有する電力変換器に対して、実施の形態 1 で説明した P W M 制御を適用する例について説明する。

10

20

30

40

50

(電力変換器の回路構成)

図23は、本発明の実施の形態2に従う電源システム5Bの構成を説明する回路図である。

【0213】

図23を図1と比較して、実施の形態2に従う電源システム5Bは、図1に示された電源システム5Aと比較して、電力変換器50に代えて電力変換器10を備える点で異なる。電源システム5Bの、その他の部分の構成は、電源システム5Aと同様である。

【0214】

すなわち、電源システム5Bについても、負荷30と接続された電力線PLおよびGLと、直流電源B1およびB2との間で、DC/DC変換を実行するように構成される。

10

【0215】

電力変換器10についても電力変換器50と同様に、負荷30への出力電圧VHを、電圧指令値VH*に従って制御する。

【0216】

図23を参照して、電力変換器10は、高電圧側の電力線PLおよび低電圧側の電力線GLの間の直流電圧(出力電圧)VHを制御するように構成される。

【0217】

電力変換器10は、スイッチング素子Q1~Q5と、リアクトルL1, L2とを含む。スイッチング素子Q1~Q5は、制御装置40からの制御信号SQ1~SQ5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。具体的には、スイッチング素子Q1~Q5は、制御信号SQ1~SQ5がHレベルのときにオン状態となって、電流経路を形成可能な状態となる。一方で、スイッチング素子Q1~Q5は、制御信号SQ1~SQ5がLレベルのときにオフ状態となって、当該電流経路を遮断する状態となる。

20

【0218】

スイッチング素子Q1~Q4に対しては、逆並列ダイオードD11~D14がそれぞれ配置されている。ダイオードD11~D14は、順バイアス時に、電力線GLから電力線PLへ向かう方向(図中、下から上へ向かう方向)の電流経路を形成するように配置される。一方で、ダイオードD11~D14は、逆バイアス時には、当該電流経路を非形成とする。具体的には、ダイオードD11は、ノードN1から電力線PLへ向かう方向を順方向とするように接続され、ダイオードD12は、電力線GLからノードN11へ向かう方向を順方向とするように接続される。同様に、ダイオードD13は、電力線GLからノードN12へ向かう方向を順方向とするように接続され、ダイオードD14は、ノードN12から電力線PLへ向かう方向を順方向とするように接続される。

30

【0219】

スイッチング素子Q1は、電力線PLおよびノードN11の間に電氣的に接続される。リアクトルL1および直流電源B1は、ノードN11および電力線GLの間に直列に、電氣的に接続される。たとえば、リアクトルL1は、直流電源B1の正極端子およびノードN11の間に電氣的に接続されるとともに、直流電源B1の負極端子は、電力線GLと電氣的に接続される。スイッチング素子Q2は、ノードN11および電力線GLの間に電氣的に接続される。なお、リアクトルL1および直流電源B1の接続順序を入れ換えても、電氣的には等価な回路構成が維持される。

40

【0220】

スイッチング素子Q3は、ノードN12および電力線GLの間に電氣的に接続される。スイッチング素子Q4は、電力線PLおよびノードN12の間に電氣的に接続される。スイッチング素子Q5は、ノードN11およびN12の間に電氣的に接続される。リアクトルL2および直流電源B2は、電力線PLおよびノードN12の間に直列に、電氣的に接続される。たとえば、リアクトルL2は、直流電源B2の正極端子および電力線PLの間に電氣的に接続されるとともに、直流電源B2の負極端子は、ノードN12と電氣的に接続される。なお、リアクトルL2および直流電源B2の接続順序を入れ換えても、電氣的には等価な回路構成が維持される。

50

【 0 2 2 1 】

図 2 3 の構成例では、ノード N 1 1 は「第 1 のノード」に対応し、ノード N 1 2 は「第 2 のノード」に対応する。さらに、スイッチング素子 Q 1 およびダイオード D 1 は「第 1 の半導体素子」に対応し、スイッチング素子 Q 2 およびダイオード D 2 は「第 2 の半導体素子」に対応し、スイッチング素子 Q 3 およびダイオード D 3 は「第 3 の半導体素子」に対応する。さらに、スイッチング素子 Q 4 およびダイオード D 4 は「第 4 の半導体素子」に対応し、スイッチング素子 Q 5 は、「第 5 の半導体素子」に対応する。また、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。図 1 の例では、スイッチング素子 Q 1 ~ Q 5 のオンオフ制御により、第 1 ~ 第 5 の半導体素子の各々において、電流経路の形成および遮断を制御することができる。

10

【 0 2 2 2 】

(パラレル昇圧モードでの回路動作)

実施の形態 1 およびその変形例 1 と同等の P W M 制御が適用される、電力変換器 1 0 のパラレル昇圧モードでの回路動作および制御について、詳細に説明する。以下の説明で明らかになるように、電力変換器 1 0 は、パラレル昇圧モードにおけるスイッチング素子での損失が電力変換器 5 0 よりも小さいという特徴を有する。なお、電力変換器 1 0 についても、電力変換器 5 0 と同様に、パラレル昇圧モード以外の動作モードを有するが、本実施の形態では、実施の形態 1 またはその変形例に従う、のこぎり波を適用した P W M 制御の適用が好ましいパラレル昇圧モードについて説明する。

【 0 2 2 3 】

電力変換器 1 0 は、パラレル昇圧モードにおいては、直流電源 B 1 および B 2 の各々に対して 2 つの昇圧チョッパ回路を並列に動作させる態様により動作する。すなわち、電力変換器 1 0 は、電力変換器 5 0 でのパラレル昇圧モードと同様に、直流電源 B 1 および B 2 と電力線 P L , G L (負荷 3 0) との間で並列な D C / D C 変換を行なうことにより、電圧指令値 V H * に従って出力電圧 V H を制御する。

20

【 0 2 2 4 】

再び図 2 3 を参照して、電力変換器 1 0 においては、スイッチング素子 Q 5 をオンした場合と、オフした場合との間で、直流電源 B 1 および B 2 に対して形成される昇圧チョッパ回路が異なることが特徴である。

【 0 2 2 5 】

電力変換器 1 0 において、スイッチング素子 Q 5 のオフ時には、ノード N 1 1 および N 1 2 が電氣的に切り離される。このときの電力変換器 1 0 の等価回路が図 2 4 に示される。

30

【 0 2 2 6 】

図 2 4 を参照して、スイッチング素子 Q 5 のオフ時には、直流電源 B 1 に対して、スイッチング素子 Q 2 およびダイオード D 1 2 を下アームとし、スイッチング素子 Q 1 およびダイオード D 1 1 を上アームとする昇圧チョッパ回路が形成される。同様に、直流電源 B 2 に対して、スイッチング素子 Q 4 およびダイオード D 1 4 を下アームとし、スイッチング素子 Q 3 およびダイオード D 1 3 を上アームとする昇圧チョッパ回路が形成される。

【 0 2 2 7 】

図 2 5 には、図 2 4 に示した等価回路図において、直流電源 B 1 , B 2 の下アームオン時における電流経路が示される。

40

【 0 2 2 8 】

図 2 5 を参照して、スイッチング素子 Q 2 をオンすることにより、直流電源 B 1 の出力によりリアクトル L 1 にエネルギーを蓄積するための電流経路 1 9 1 が形成される。これにより、直流電源 B 1 に対しては、電力線 P L および G L を含まずに、直流電源 B 1 およびリアクトル L 1 を含むループ状の電流経路 1 9 1 が形成される。すなわち、電流経路 1 9 1 は「第 1 の電流経路」に対応する。

【 0 2 2 9 】

同様に、スイッチング素子 Q 4 をオンすることにより、直流電源 B 2 の出力によりリア

50

クトル L 2 にエネルギーを蓄積するための電流経路 1 9 2 が形成される。これにより、直流電源 B 2 に対しては、電力線 P L および G L を含まずに、直流電源 B 2 およびリアクトル L 2 を含むループ状の電流経路 1 9 2 が形成される。電流経路 1 9 2 は「第 3 の電流経路」に対応する。

【 0 2 3 0 】

図 2 6 には、図 2 5 に示した等価回路図において、直流電源 B 1 , B 2 の上アームオン時における電流経路が示される。

【 0 2 3 1 】

図 2 6 を参照して、スイッチング素子 Q 2 をオフすることにより、スイッチング素子 Q 1 またはダイオード D 1 1 を経由して、リアクトル L 1 の蓄積エネルギーを直流電源 B 1 からのエネルギーとともに電力線 P L へ出力するための電流経路 1 9 3 が形成される。ここで、スイッチング素子 Q 1 および Q 2 を相補的にオンオフすることにより、スイッチング素子 Q 2 のオフ期間にスイッチング素子 Q 1 がオンされる。スイッチング素子 Q 1 は、直流電源 B 1 に対応して形成される昇圧チョッパ回路の上アームに相当する。これにより、直流電源 B 1 に対して、電力線 P L および G L の間に直流電源 B 1 およびリアクトル L 1 を直列に接続される電流経路 1 9 3 が形成される。すなわち、電流経路 1 9 3 は「第 2 の電流経路」に対応する。

【 0 2 3 2 】

同様に、スイッチング素子 Q 4 をオフすることにより、スイッチング素子 Q 3 またはダイオード D 1 3 を経由して、リアクトル L 2 の蓄積エネルギーを直流電源 B 2 からのエネルギーとともに電力線 P L へ出力するための電流経路 1 9 4 が形成される。スイッチング素子 Q 3 および Q 4 を相補的にオンオフすることにより、スイッチング素子 Q 4 のオフ期間にスイッチング素子 Q 3 がオンする。スイッチング素子 Q 3 は、直流電源 B 2 に対応して形成される昇圧チョッパ回路の上アームに相当する。これにより、直流電源 B 2 に対しては、電力線 P L および G L の間に直流電源 B 2 およびリアクトル L 2 を直列に接続される電流経路 1 9 4 が形成される。すなわち、電流経路 1 9 4 は「第 4 の電流経路」に対応する。

【 0 2 3 3 】

図 2 5 および図 2 6 から理解されるように、電流経路 1 9 1 および 1 9 3 を交互に形成することによって、直流電源 B 1 および電力線 P L , G L の間の DC / DC 変換が実行される。同様に、電流経路 1 9 2 および 1 9 4 を交互に形成することによって、直流電源 B 2 および電力線 P L , G L の間の DC / DC 変換が実行される。

【 0 2 3 4 】

以下では、直流電源 B 1 に対応して形成される昇圧チョッパ回路の上アームを「B 1 U アーム」とも称し、下アームを「B 1 L アーム」と称する。同様に、直流電源 B 2 に対応して形成される昇圧チョッパ回路の上アームを「B 2 U アーム」とも称し、下アームを「B 2 L アーム」とも称する。

【 0 2 3 5 】

なお、図 2 5 から理解されるように、B 1 L アームおよび B 2 L アームの形成時には、ノード N 1 2 から N 1 1 へ向かう電流経路が形成されると、電力線 P L から電力線 G L への短絡経路が形成されてしまうため、当該電流経路を遮断する必要がある。同様に、図 2 6 から理解されるように、B 1 U アームおよび B 2 U アームの形成時には、ノード N 1 1 から N 1 2 へ向かう電流経路が形成されると、電力線 P L から電力線 G L への短絡経路が形成されてしまうため、当該電流経路を遮断する必要がある。したがって、B 1 L アームおよび B 2 L アームの形成時、および、B 1 U アームおよび B 2 U アームの形成時の各々では、スイッチング素子 Q 5 をオフすることによって、上記短絡経路の形成を回避することができる。

【 0 2 3 6 】

一方で、電力変換器 1 0 では、スイッチング素子 Q 5 のオン時には、ノード N 1 1 および N 1 2 が電氣的に接続される。このときの電力変換器 1 0 の等価回路が図 2 7 に示され

10

20

30

40

50

る。

【 0 2 3 7 】

図 2 7 を参照して、直流電源 B 1 に関して、スイッチング素子 Q 5 によってノード N 1 2 がノード N 1 1 と電氣的に接続されるので、ノード N 1 2 および電力線 G L の間に接続されたスイッチング素子 Q 3 を、直流電源 B 1 の下アーム (B 1 L アーム) として昇圧チョッパ回路を形成することができる。同様に、ノード N 1 2 および電力線 P L の間に電氣的に接続されたスイッチング素子 Q 4 を直流電源 B 1 の上アーム (B 1 U アーム) として、昇圧チョッパ回路を形成することができる。

【 0 2 3 8 】

また、直流電源 B 2 に対しては、ノード N 1 1 および電力線 P L の間に接続されたスイッチング素子 Q 1 を下アーム (B 2 L アーム) とし、スイッチング素子 Q 2 を上アーム (B 2 U アーム) とした昇圧チョッパ回路を形成することができる。

10

【 0 2 3 9 】

図 2 8 には、図 2 7 に示した等価回路図において、直流電源 B 1 , B 2 の下アームオン時における電流経路が示される。

【 0 2 4 0 】

図 2 8 (a) を参照して、スイッチング素子 Q 3 , Q 5 をオンすることにより、直流電源 B 1 の出力によりリアクトル L 1 にエネルギーを蓄積するための電流経路 1 9 5 が形成される。一方で、図 2 8 (b) に示されるように、スイッチング素子 Q 1 , Q 5 をオンすることにより、直流電源 B 2 の出力によりリアクトル L 2 にエネルギーを蓄積するための電流経路 1 9 6 が形成される。

20

【 0 2 4 1 】

図 2 9 には、図 2 7 に示した等価回路図において、直流電源 B 1 , B 2 の上アームオン時における電流経路が示される。

【 0 2 4 2 】

図 2 9 (a) を参照して、直流電源 B 1 に関して、スイッチング素子 Q 5 がオンされた状態でスイッチング素子 Q 3 をオフすることにより、スイッチング素子 Q 4 またはダイオード D 1 4 を経由してリアクトル L 1 の蓄積エネルギーを直流電源 B 1 からのエネルギーとともに電力線 P L へ出力するための電流経路 1 9 7 が形成される。上述のように、スイッチング素子 Q 3 および Q 4 は相補的にオンオフされるので、スイッチング素子 Q 3 によって B 1 L アームを形成するとともに、スイッチング素子 Q 4 によって B 1 U アームを形成することができる。

30

【 0 2 4 3 】

図 2 9 (b) を参照して、直流電源 B 2 に関しては、スイッチング素子 Q 5 がオンされた状態でスイッチング素子 Q 1 をオフすることにより、スイッチング素子 Q 2 またはダイオード D 1 2 を経由してリアクトル L 2 の蓄積エネルギーを直流電源 B 2 からのエネルギーとともに電力線 P L へ出力するための電流経路 1 9 8 が形成される。上述のように、スイッチング素子 Q 1 および Q 2 は相補的にオンオフされるので、スイッチング素子 Q 1 によって B 2 L アームを形成するとともに、スイッチング素子 Q 2 によって B 2 U アームを形成することができる。

40

【 0 2 4 4 】

図 3 0 には、スイッチング素子 Q 5 のオフ時およびオン時にそれぞれ形成される昇圧チョッパ回路の各アームとスイッチング素子のオンオフとの対応関係が示される。

【 0 2 4 5 】

図 3 0 を参照して、スイッチング素子 Q 5 のオフ時 (図 2 4 ~ 図 2 6) に形成される昇圧チョッパ回路における各アームを「第 1 アーム」と称し、スイッチング素子 Q 5 のオン時 (図 2 7 ~ 図 2 9) に形成される昇圧チョッパ回路の各アームを「第 2 アーム」と称することとする。

【 0 2 4 6 】

スイッチング素子 Q 5 のオフ時、すなわち第 1 アームの形成時には、直流電源 B 1 に対

50

して、上述のように、スイッチング素子Q 2のオンによってB 1 Lアームがオンされる一方で、スイッチング素子Q 1のオン（スイッチング素子Q 2のオフ）によってB 1 Uアームがオンされる。また、直流電源B 2に対しては、スイッチング素子Q 4のオンによってB 2 Lアームがオンされる一方で、スイッチング素子Q 3のオン（スイッチング素子Q 4のオフ）によってB 2 Uアームがオンされる。

【0247】

一方で、スイッチング素子Q 5のオン時、すなわち第2アームの形成時には、直流電源B 1に対して、上述のように、スイッチング素子Q 3のオンによってB 1 Lアームがオンされる一方で、スイッチング素子Q 4のオン（スイッチング素子Q 3のオフ）によってB 1 Uアームがオンされる。また、直流電源B 2に対しては、スイッチング素子Q 1のオンによってB 2 Lアームがオンされる一方で、スイッチング素子Q 2のオン（スイッチング素子Q 1のオフ）によってB 2 Uアームがオンされる。

10

【0248】

このように、第1アームおよび第2アームのいずれにおいても、スイッチング素子Q 1およびQ 2を相補的にオンオフするとともに、スイッチング素子Q 3およびQ 4を相補的にオンオフすることにより、直流電源B 1およびB 2の各々に対して、上アームおよび下アームが交互にオンオフされるように制御することができる。

【0249】

実施の形態2に従う電力変換器10の平行昇圧モードでは、図30に示された第1アームおよび第2アームを併用してDC/DC変換を実行する。ただし、図30に示したように、各スイッチング素子Q 1～Q 5は、直流電源B 1、B 2の一方に対して第1アームとして動作するとともに、直流電源B 1、B 2の他方に対して第2アームとして動作する。このような、第1アームおよび第2アーム間の干渉により、第2アームを適用できる期間が限定される点に留意する必要がある。

20

【0250】

具体的には、直流電源B 1、B 2の一方について第2アームをオンすると、直流電源B 1、B 2の他方に対しては、上下反対側の第1アームがオンされることになる。たとえば、スイッチング素子Q 3、Q 5をオンして第2アームのうちのB 1 Lアームをオンすると（図28(a)）、スイッチング素子Q 3のオンに応じて、図26と同様に、直流電源B 2に対しては第1アームのうちのB 2 Uアームがオンされる。反対に、スイッチング素子Q 4、Q 5のオンによって第2アームのうちのB 1 Uアームをオンすると（図29(a)）、図25と同様に、直流電源B 2に対しては第1アームのうちのB 2 Lアームがオンする。

30

【0251】

図28(a)、(b)からも理解されるように、第2アームの形成時に、B 1 LアームおよびB 2 Lアームの両方をオンした場合には、オン状態のスイッチング素子Q 1、Q 3、Q 5を経由して、電力線PLおよびGL間に短絡経路が形成されてしまう。このため、上述のように、B 1 LアームおよびB 2 Lアームの両方をオンする場合には、スイッチング素子Q 5のオフによって、第1アーム（図25、図26）を適用することが必要である。

40

【0252】

同様に、図29(a)、(b)からも理解されるように、第2アームの形成時に、B 1 UアームおよびB 2 Uアームの両方をオンした場合には、オン状態のスイッチング素子Q 4、Q 5、Q 2を経由して、電力線PLおよびGL間に短絡経路が形成されてしまう。このため、上述のように、B 1 LアームおよびB 2 Lアームの両方をオンする場合には、スイッチング素子Q 5のオフによって、第1アーム（図25、図26）を適用することが必要である。

【0253】

したがって、第2アームを使用できる期間は、直流電源B 1、B 2の間で、上アームへの指令（オン/オフ）と下アームへの指令（オン/オフ）とが異なる期間に限定される。

50

すなわち、直流電源 B 1 に対して上アームオンが指令されている一方で直流電源 B 2 に対して下アームオンが指令されている期間、または、直流電源 B 1 に対して下アームオンが指令されている一方で直流電源 B 2 に対して上アームオンが指令されている期間に限って、第 2 アームを使用することができる。

【 0 2 5 4 】

図 3 1 には、電力変換器 1 0 のパラレル昇圧モードにおけるスイッチング素子 Q 1 ~ Q 5 の各々についてのオンオフ制御のためのゲート論理式が示される。

【 0 2 5 5 】

電力変換器 1 0 のパラレル昇圧モードでは、スイッチング素子 Q 2 は、制御パルス信号 S D 1 に対応してオンオフ制御されるとともに、スイッチング素子 Q 1 は、制御パルス信号 / S D 1 に応答してオンオフされる。さらに、スイッチング素子 Q 4 は、制御パルス信号 S D 2 に応じてオンオフ制御されるとともに、スイッチング素子 Q 3 は制御パルス信号 / S D 2 に応答してオンオフされる。さらに、スイッチング素子 Q 5 は、制御パルス信号 S D 1 および S D 2 の排他的論理和 (X O R) に従ってオンオフ制御される。

【 0 2 5 6 】

制御パルス信号 S D 1 および S D 2 の論理レベルが等しいとき (すなわち、 S D 1 = S D 2 = H レベル、または、 S D 1 = S D 2 = L レベル) である場合には、スイッチング素子 Q 5 はオフされる。すなわち、スイッチング素子 Q 2 , Q 4 のオンオフ状態が同一であるときには、スイッチング素子 Q 5 がオフされる。このとき、直流電源 B 1 , B 2 のそれぞれに対して、第 1 アームを用いた昇圧チョッパ回路が構成される。

【 0 2 5 7 】

したがって、第 1 アームを用いる場合には、制御パルス信号 S D 1 および S D 2 の論理レベルが等しいので、スイッチング素子 Q 2 , Q 4 は共通にオンオフされることが理解される。さらに、スイッチング素子 Q 1 , Q 3 についても共通にオンオフされる。さらに、スイッチング素子 Q 1 , Q 3 のペアと、スイッチング素子 Q 2 , Q 4 のペアとは、相補的にオンオフされることになる。したがって、スイッチング素子 Q 1 および Q 2 の相補的なオンオフ、ならびに、スイッチング素子 Q 3 および Q 4 の相補的なオンオフは確保されている。

【 0 2 5 8 】

一方で、制御パルス信号 S D 1 および S D 2 の論理レベルが異なる場合 (すなわち、 S D 1 = H レベル、 S D 2 = L レベル、または、 S D 1 = L レベル、 S D 2 = H レベル) には、スイッチング素子 Q 5 がオンされる。すなわち、スイッチング素子 Q 2 , Q 4 のオンオフ状態が異なるときには、スイッチング素子 Q 5 がオンされる。このとき、直流電源 B 1 , B 2 のそれぞれに対して、第 2 アームを用いた昇圧チョッパ回路が構成される。

【 0 2 5 9 】

したがって、第 2 アームを用いる場合には、スイッチング素子 Q 2 , Q 3 が共通にオンオフされるとともに、スイッチング素子 Q 1 , Q 4 が共通にオンオフされる。そして、スイッチング素子 Q 1 , Q 3 のペアと、スイッチング素子 Q 2 , Q 4 のペアとは、相補的にオンオフされることになる。したがって、第 2 アームの使用時にも、スイッチング素子 Q 1 および Q 2 の相補的なオンオフ、ならびに、スイッチング素子 Q 3 および Q 4 の相補的なオンオフは確保されている。

【 0 2 6 0 】

このように、図 3 1 に示した論理演算式に従って、スイッチング素子 Q 1 ~ Q 5 のオンオフを、制御パルス信号 S D 1 , S D 2 に応じて制御することにより、第 1 アームを用いる昇圧チョッパ回路と、第 2 アームを形成する用いる昇圧チョッパ回路とを自動的に選択しながら、パラレル昇圧モードにおける D C / D C 変換を実行することができる。特に、スイッチング素子 Q 5 によるノード N 1 1 , N 1 2 間の電流経路の形成 / 遮断の制御によって、電力線 P L , G L 間に短絡経路が形成されることを回避しながら、第 1 アームおよび第 2 アームを切換えることができる。

【 0 2 6 1 】

10

20

30

40

50

なお、制御パルス信号 $SD1$ (/ $SD1$) , $SD2$ (/ $SD2$) は、電力変換器 50 のパラレル昇圧モードと同様に、図 5 の制御構成によって生成することができる。さらに、PWM 制御部 550 (図 5) が図 31 に示されたゲート論理式に従って、制御信号 $SQ1 \sim SQ5$ を生成する。

【0262】

図 32 には、電力変換器 10 のパラレル接続モードにおける制御動作の比較例を説明するための波形図が示される。図 32 では、実施の形態 1 での図 6 と同様に、三角波によって構成されたキャリア波を用いた PWM 制御を比較例として説明する。

【0263】

図 32 を参照して、直流電源 B1 に対して、制御パルス信号 $SD1$ (/ $SD1$) は、キャリア波 $CW1$ とデューティ比 $DT1$ との電圧比較に基づく PWM 制御によって生成される。図 31 のゲート論理式に示されたように、直流電源 B1 の出力制御のための制御パルス信号 $SD1$, / $SD1$ に基づいて、スイッチング素子 $Q1$, $Q2$ のオンオフが制御される。

10

【0264】

同様に、直流電源 B2 に対しても、デューティ比 $DT2$ とキャリア波 $CW2$ との電圧比較に基づく PWM 制御によって、制御パルス信号 $SD2$ (/ $SD2$) が生成される。図 31 のゲート論理式に示されたように、直流電源 B2 の出力制御のための制御パルス信号 $SD2$, / $SD2$ に基づいて、スイッチング素子 $Q3$, $Q4$ のオンオフが制御される。

【0265】

20

スイッチング素子 $Q5$ は、リアクトル電流 $IL1$ が上昇する一方でリアクトル電流 $IL2$ が低下する期間、および、リアクトル電流 $IL2$ が上昇する一方でリアクトル電流 $IL1$ が低下する期間でオンされる。すなわち、スイッチング素子 $Q5$ は、リアクトル電流 $IL1$ について電流経路 191 が形成される一方で、リアクトル電流 $IL2$ について電流経路 194 が形成される期間、および、リアクトル電流 $IL1$ について電流経路 193 が形成される一方で、リアクトル電流 $IL2$ について電流経路 192 が形成される期間にオンされている。

【0266】

制御信号 $SQ1 \sim SQ5$ は、図 31 に示されたゲート論理式に従って、上記 PWM 制御によって得られた制御パルス信号 $SD1$ (/ $SD1$) , $SD2$ (/ $SD2$) に応じて生成される。ここで、制御パルス信号 $SD1$ の H / L レベルと、制御パルス信号 $SD2$ の H / L レベルとの組合せに応じて、スイッチング素子 $Q1 \sim Q5$ のオンオフの組み合わせ (スイッチングパターン) は、図 33 に示す 4 通りに限定される。

30

【0267】

図 33 は、パラレル昇圧モードにおけるスイッチング素子 $Q1 \sim Q5$ のスイッチングパターンの一覧を示す図表である。

【0268】

図 32 を参照して、時刻 $t0 \sim t1$ 間では、 $SD1 = SD2 = H$ レベルである。このとき、図 33 に示されるように、制御信号 $SQ1 = SQ3 = SQ5 = L$ レベルとなる一方で、 $SQ2 = SQ4 = H$ レベルとなる。したがって、スイッチング素子 $Q5$ がオフされて、第 1 アームを用いた昇圧チョッパ回路が形成される下で、スイッチング素子 $Q1$, $Q3$ がオフする一方で、スイッチング素子 $Q2$, $Q4$ がオンする。

40

【0269】

このとき、図 30 から理解されるように、第 1 アームのうちの B1 L アームおよび B2 L アームがオンされる。すなわち、直流電源 B1 および B2 の各々に対して下アームオンが指令される。したがって、時刻 $t0 \sim t1$ 間では、リアクトル電流 $IL1$ および $IL2$ の両方が上昇する。なお、電力変換器 10 の回路構成から明らかとなり、リアクトル電流 $IL1$ は直流電源 B1 の電流 $I[1]$ に相当し、リアクトル電流 $IL2$ は直流電源 B1 の電流 $I[2]$ に相当する。

【0270】

50

再び図 3 2 を参照して、時刻 t_1 において制御パルス信号 SD_2 が H レベルから L レベルへ変化するため、時刻 $t_1 \sim t_2$ 間では、 $SD_1 = H$ レベル、かつ、 $SD_2 = L$ レベルである。このとき、図 1 5 に示されるように、制御信号 $SQ_2 = SQ_3 = SQ_5 = H$ レベルとなる一方で、 $SQ_1 = SQ_4 = L$ レベルとなる。したがって、スイッチング素子 Q_5 がオンされて、第 2 アームを用いた昇圧チョッパ回路が形成される下で、スイッチング素子 Q_2, Q_3 がオンする一方で、スイッチング素子 Q_1, Q_4 がオフする。

【0271】

このとき、図 3 0 から理解されるように、第 1 アームのうちの $B_1 L$ アームおよび $B_2 U$ アームがオンされる。すなわち、直流電源 B_1 に対して下アームオンが指令される一方で、直流電源 B_2 に対して上アームオンが指令される。したがって、時刻 $t_1 \sim t_2$ 間では、リアクトル電流 IL_1 が上昇する一方で、リアクトル電流 IL_2 は低下する。

10

【0272】

再び図 3 2 を参照して、時刻 t_2 において制御パルス信号 SD_1 が H レベルから L レベルへ変化するため、時刻 $t_2 \sim t_3$ 間では、 $SD_1 = SD_2 = L$ レベルである。このとき、図 3 3 に示されるように、制御信号 $SQ_2 = SQ_4 = SQ_5 = L$ レベルとなる一方で、 $SQ_1 = SQ_3 = H$ レベルとなる。したがって、スイッチング素子 Q_5 がオフされて第 1 アームを用いる昇圧チョッパ回路が形成される下で、スイッチング素子 Q_1, Q_3 がオンする一方で、スイッチング素子 Q_2, Q_4 がオフする。

【0273】

このとき、図 3 0 から理解されるように、第 1 アームのうちの $B_1 U$ アームおよび $B_2 U$ アームがオンされる。すなわち、直流電源 B_1 および B_2 の各々に対して上アームオンが指令される。したがって、時刻 $t_2 \sim t_3$ 間では、リアクトル電流 IL_1 および IL_2 の両方が低下する。

20

【0274】

再び図 3 2 を参照して、時刻 t_3 において制御パルス信号 SD_1 が L レベルから H レベルへ変化するため、時刻 $t_3 \sim t_4$ 間では、 $SD_1 = H$ レベル、かつ、 $SD_2 = L$ レベルである。したがって、時刻 $t_0 \sim t_1$ 間におけるスイッチングパターンが再現されることにより、第 1 アームの使用下で、リアクトル電流 IL_1 が上昇する一方で、リアクトル電流 IL_2 が低下するように、スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_5$ が制御される。

【0275】

30

なお、図 3 2 の動作例では、 $DT_1 > DT_2$ であるため、時刻 $t_0 \sim t_1$ 間とは反対に $SD_1 = L$ レベル、かつ、 $SD_2 = H$ レベルとなる期間が存在していないが、当該期間においては、図 3 3 に示されるように、制御信号 $SQ_1 = SQ_4 = SQ_5 = H$ レベルとなる一方で、 $SQ_2 = SQ_3 = L$ レベルとなる。したがって、スイッチング素子 Q_5 がオンされて、第 2 アームを用いる昇圧チョッパ回路が形成される下で、スイッチング素子 Q_1, Q_4 がオンする一方で、スイッチング素子 Q_2, Q_3 がオフする。

【0276】

このとき、図 3 0 から理解されるように、第 2 アームのうちの $B_1 U$ アームおよび $B_2 L$ アームがオンされる。すなわち、直流電源 B_2 に対して下アームオンが指令される一方で、直流電源 B_1 に対して上アームオンが指令される。したがって、当該期間では、リアクトル電流 IL_2 が上昇する一方で、リアクトル電流 IL_1 が低下するように、スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_5$ が制御されることが理解される。

40

【0277】

図 3 2 での時刻 t_4 以降についても、デューティ比 DT_1, DT_2 に応じた PWM 制御によって、図 3 3 に示されたスイッチングパターンに従って、スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_5$ を同様に制御することができる。

【0278】

このように、実施の形態 2 に従う電力変換器 10 によれば、パラレル昇圧 (PB) モードにおいて、直流電源 B_1, B_2 の出力制御のデューティ比 DT_1 および DT_2 に応じて、図 3 1 に示したゲート論理式に従って、スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_5$ がオンオフ制御さ

50

れる。これにより、第 1 アームを用いる昇圧チョッパ回路が形成される期間と、第 2 アームを用いる昇圧チョッパ回路が形成される期間とを自動的に切換えながら、直流電源 B 1 および B 2 が、電力線 P L , G L に対して並列に D C / D C 変換を実行することができる。

【 0 2 7 9 】

特に、電力変換器 1 0 の P B モードにおいても、電力変換器 5 0 と同様に、直流電源 B 1 および B 2 間の電力配分を制御するとともに、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。

【 0 2 8 0 】

(パラレル昇圧モードにおける電力変換器の電力損失)

10

次に、電力変換器 1 0 のパラレル昇圧モードにおける電力損失低減効果について詳細に説明する。

【 0 2 8 1 】

電力変換器 1 0 は、スイッチング素子 Q 5 のオフ時、すなわち、第 1 アームを用いる昇圧チョッパ回路が形成されている場合には、図 2 9 に示したように、2 個の昇圧チョッパ回路を並列接続した回路構成となる。このときのスイッチング素子 Q 1 ~ Q 5 による電力損失は、昇圧チョッパ回路 2 個分の電力損失と同等であることが理解される。

【 0 2 8 2 】

一方で、電力変換器 5 0 (図 1) では、特許文献 1 のパラレル接続モードと同様のパラレル昇圧 (P B) モードにおいて、一部のスイッチング素子に 2 つの直流電源の D C / D C 変換の電流が重畳して流れることにより、導通損失が増加することが懸念される。すなわち、電力変換器 5 0 のパラレル接続モードでは、スイッチング素子での電力損失が、昇圧チョッパ回路 2 個分の電力損失よりも高くなってしまう虞がある。

20

【 0 2 8 3 】

これに対して、電力変換器 1 0 では、以下に説明するように、上述した第 2 のアームを用いる昇圧チョッパ回路が形成される期間が設けられることにより、スイッチング素子の導通損失を低減することができる。

【 0 2 8 4 】

再び図 3 3 を参照して、電力変換器 1 0 においてスイッチング素子 Q 5 がオンされる場合、すなわち、第 2 のアームを用いる昇圧チョッパ回路が形成される期間には、スイッチング素子 Q 2 , Q 3 , Q 5 がオン (Q 1 , Q 4 はオフ) されるパターンと、スイッチング素子 Q 1 , Q 4 , Q 5 がオン (Q 2 , Q 3 はオフ) されるパターンとの 2 つのパターンのみが存在する。すなわち、第 2 アームを用いる場合には、直流電源 B 1 , B 2 の間で、異なるアームがオンされる。

30

【 0 2 8 5 】

図 2 7 から理解されるように、スイッチング素子 Q 1 , Q 4 , Q 5 がオンされた場合 (第 2 アーム使用時) には、スイッチング素子 Q 1 および Q 4 は、直流電源 B 1 の上アームとして、スイッチング素子 Q 5 を経由して、ノード N 1 1 および電力線 P L の間に電氣的に並列接続される構成となる。さらに、スイッチング素子 Q 1 および Q 4 は、直流電源 B 2 の下アームとしては、スイッチング素子 Q 5 およびリアクトル L 2 を経由して、直流電源 B 2 の正極端子および負極端子間に電氣的に並列接続される。

40

【 0 2 8 6 】

また、スイッチング素子 Q 2 , Q 3 , Q 5 がオンされた場合には、スイッチング素子 Q 2 および Q 3 は、直流電源 B 2 の上アームとして、スイッチング素子 Q 5 を経由して、ノード N 2 および電力線 G L の間に電氣的に並列接続される構成となる。さらに、スイッチング素子 Q 2 および Q 3 は、直流電源 B 1 の下アームとしては、スイッチング素子 Q 5 およびリアクトル L 1 を経由して、直流電源 B 1 の正極端子および負極端子間に電氣的に並列接続される。

【 0 2 8 7 】

このため、スイッチング素子 Q 1 ~ Q 5 が、線形特性を有する半導体素子、たとえば、

50

立上がり電圧が0であり、かつ、オン状態における順方向電流 - 電圧特性が線形である、電界効果トランジスタやショットキバリアダイオードで構成される場合には、B 1 Lアーム、B 1 Uアーム、B 2 LアームおよびB 2 Uアームの各々について、2個のスイッチング素子による電流経路が並列に存在することになる。この結果、並列回路における分流効果によって、各スイッチング素子の通過電流が、第1のアーム形成を有する昇圧チョッパ回路の形成時、すなわち、各アームが1個のスイッチング素子で構成される場合と比較して低減する。これにより電流量に依存する、スイッチング素子の導通損失を低減することができる。

【0288】

一方で、スイッチング素子Q 1 ~ Q 5 が、ダイオードやIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) のような非線形特性を有する半導体素子で構成される場合には、単純な分流効果によらないメカニズムで導通損失の低減が実現される。以下では、そのメカニズムについて詳細に説明する。

【0289】

上述のように、第2アームを用いる場合には、スイッチング素子Q 1, Q 4, Q 5 がオン (Q 2, Q 3 はオフ) されるパターンと、スイッチング素子Q 2, Q 3, Q 5 がオン (Q 1, Q 4 はオフ) されるパターンとの2つのパターンしか存在しない。電力変換器10の回路構成の対称性から、上記のいずれのパターンでも生じる現象は同じであるので、以下では、スイッチング素子Q 2, Q 3, Q 5 がオン (Q 1, Q 4 はオフ) されるパターン、すなわち、B 1 LアームおよびB 2 Uアームがオンされる場合の動作について説明する。

【0290】

まず比較のために、第1アームを用いる昇圧チョッパ回路において、B 1 LアームおよびB 2 Uアームをオンする場合を考える。この場合には、スイッチング素子Q 1, Q 3, Q 5 がオフされる一方で、スイッチング素子Q 2 およびQ 3 がオンされる。図34には、このときの等価回路図が示される。

【0291】

図34を参照してスイッチング素子Q 2 およびQ 3 は、対応の制御信号SQ 2 およびSQ 3 がHレベルに設定されることにより電流経路を形成可能な状態に制御されている。すなわち、スイッチング素子Q 2, Q 3 は、双方向にダイオードが並列接続された状態と等価である。一方で、スイッチング素子Q 5 はオフ状態とされているため、ノードN 1 1 およびN 1 2 間の電流経路は遮断されている。

【0292】

図35は、図34中の点線で囲まれた部分の拡大図である。

図35を参照して、スイッチング素子Q 2 によるB 1 Lアームのオンに応じて、直流電源B 1 からリアクトルL 1 を通過したリアクトル電流IL 1 は、スイッチング素子Q 2 によって形成された、ノードN 1 1 から電力線GLへの電流経路を流れる。

【0293】

また、スイッチング素子Q 3 によるB 2 Uアームのオンに応じて、直流電源B 2 からリアクトルL 2 を通過したリアクトル電流IL 2 は、スイッチング素子Q 3 によって形成された、電力線GLからノードN 1 2 への電流経路を流れる。このように、第1アーム形成時 (Q 5 オフ時) においてB 1 LアームおよびB 2 Uアームがオンされる場合には、スイッチング素子Q 2 にリアクトル電流IL 1 が流れ、スイッチング素子Q 3 に電流IL 2 が流れる。

【0294】

図36は、第2アームを用いる昇圧チョッパ回路においてB 1 LアームおよびB 2 Uアームがオンされた場合の等価回路図である。

【0295】

図36を参照して、第2アームを用いる場合には、制御信号SQ 2, SQ 3, SQ 5 がHレベルに設定されることにより、スイッチング素子Q 2, Q 3, Q 5 の各々は、双方向

10

20

30

40

50

に電流経路を形成可能な状態、すなわち、双方向にダイオードが並列接続された状態となる。

【0296】

図37は、図36における点線で囲んだ部分の等価回路図である。

図37を参照して、第2アームが用いられる場合には、図35とは異なり、スイッチング素子Q5によってもノードN11およびN12間に電流経路を形成することが可能である。したがって、リアクトル電流 I_{L1} および I_{L2} の経路は、ノードN11, N12の電位関係によって変化する。

【0297】

図35および図37にも示したように、非線形特性を有するスイッチング素子（たとえばIGBT）は、オン状態では、ダイオードと同等の特性を有する。一般的に知られているように、ダイオードは電流-電圧特性が非線形であり、電流が流れる導通状態に移るためには、立上がり電圧以上の順方向電圧が印加されることが必要になる。

【0298】

また、ダイオードにおいて、電流増加に対する順方向電圧増加の感度は低く、立上がり電圧の2倍以上の順方向電圧を生じさせるには、大きな電流が必要であることが知られている。すなわち、導通して電流が通流されている状態のダイオードの各々には、ほぼ同じ大きさの順方向電圧が発生している。

【0299】

ダイオードの上記性質のため、図37に示した等価回路において、ループ状に接続されたスイッチング素子Q2, Q3, Q5のすべてに電流が流れている状態（導通状態）は発生しない。なぜなら、ほぼ同等の3つの電圧がループ状の閉路を形成するとすれば、それぞれの電圧がどのような向きであっても、キルヒホッフ電圧則が成立しないからである。

【0300】

したがって、図37に示された等価回路中において、スイッチング素子Q2, Q3, Q5のうちの少なくとも2つのスイッチング素子までしか導通状態となることができない。したがって、図37の等価回路では、スイッチング素子Q2, Q3, Q5間の単純な分流効果による導通損失の低減は期待することができない。

【0301】

しかしながら、スイッチング素子Q2, Q3, Q5の導通パターンの組合せ毎に導通損失は異なるため、最も損失の低い組み合わせに従う導通経路を選択することで、導通損失を低減することが可能である。特に、電力変換器10では、上記のような導通損失を低減するための導通経路の選択は、センサ等を用いた制御を行なうことなく、スイッチング素子Q2, Q3, Q5のすべてをオンしておくだけで、自動的に損失が最小となる導通経路が選択される点が特徴である。以下、この損失低減メカニズムをさらに詳細に説明する。

【0302】

まず、電力変換器10において、リアクトル電流 I_{L1} および I_{L2} の方向の組合せは、図38に示す4通りに区別される。

【0303】

図38を参照して、リアクトル電流 I_{L1} および I_{L2} の正/負の組合せから、電力変換器10の動作領域は、直流電源B1およびB2の両方が力行動作する領域（ $I_{L1} > 0$, $I_{L2} > 0$ ）と、直流電源B1が回生動作する一方で直流電源B2が力行動作する領域（ $I_{L1} < 0$, $I_{L2} > 0$ ）と、直流電源B1, B2の両方が回生動作をする領域（ $I_{L1} < 0$, $I_{L2} < 0$ ）と、直流電源B1が力行動作する一方で直流電源B2が回生動作する領域（ $I_{L1} > 0$, $I_{L2} < 0$ ）に分けられる。

【0304】

まず、直流電源B1およびB2の両方が力行動作する場合、すなわち図38の第1象限における電力変換器10の動作を説明する。この場合における、リアクトル電流 I_{L1} および I_{L2} の波形例が図39に示される。

【0305】

図39を参照して、リアクトル電流 I_{L1} および I_{L2} が正であって($I_{L1} > 0$, $I_{L2} > 0$)、かつ、B1Lアームがオン($SD1 = H$ レベル)される一方で、B2Uアームがオフ($SD2 = L$ レベル)される期間T0における電流波形が示される。すなわち、期間T0において、制御パルス信号 $SD1 = H$ レベルおよび $SD2 = L$ レベルであるから、スイッチング素子Q2, Q3, Q5がオンされている。

【0306】

したがって、期間T0では、リアクトル電流 I_{L1} が上昇する一方で、リアクトル電流 I_{L2} が低下する。期間T0は、リアクトル電流 I_{L1} および I_{L2} の大小が逆転する時刻tyを境界として、 $I_{L2} > I_{L1}$ である期間Tおよび、 $I_{L1} > I_{L2}$ である期間Tに分割される。

【0307】

上述のように、スイッチング素子Q2, Q3, Q5をオンする場合にも、スイッチング素子Q2, Q3, Q5のすべてが同時に導通状態とはならない。したがって、図37の等価回路で形成され得る電流経路は、図40の(a)~(c)の3通りのいずれかとなる。

【0308】

図40(a)を参照して、スイッチング素子Q2およびQ3が導通状態となるときには、電流経路121が形成される。電流経路121は、リアクトル電流 I_{L1} がスイッチング素子Q2を流れる電流経路と、リアクトル電流 I_{L2} がスイッチング素子Q3を流れる電流経路とを含む。この結果、スイッチング素子Q2, Q3, Q5による導通損失の和 P_{ls1} は、下記(5)式で示される。

【0309】

$$P_{ls1} = V_{fe} \times (|I_{L1}| + |I_{L2}|) \dots \quad (5)$$

式(5)において、 V_{fe} は、オン状態のスイッチング素子に相当する各ダイオードの順方向電圧である。 V_{fe} は、正の一定値とみなすことができる。

【0310】

図40(b)を参照して、スイッチング素子Q2およびQ5が導通状態となるときには、電流経路122が形成される。電流経路122は、スイッチング素子Q2を電流($I_{L1} - I_{L2}$)が流れる電流経路と、リアクトル電流 I_{L2} がスイッチング素子Q5を流れる電流経路とを含む。このときのスイッチング素子Q2, Q3, Q5による導通損失 P_{ls2} は、下記(6)式で示される。

【0311】

$$P_{ls2} = V_{fe} \times (|I_{L2}| + |I_{L1} - I_{L2}|) \dots \quad (6)$$

図40(c)を参照して、スイッチング素子Q3およびQ5が導通状態となるときには、電流経路123が形成される。電流経路123は、スイッチング素子Q3を電流($I_{L2} - I_{L1}$)が流れる電流経路と、リアクトル電流 I_{L1} がスイッチング素子Q5を流れる電流経路とを含む。このときのスイッチング素子Q2, Q3, Q5による導通損失 P_{ls3} は、下記(7)式で示される。

【0312】

$$P_{ls3} = V_{fe} \times (|I_{L1}| + |I_{L2} - I_{L1}|) \dots \quad (7)$$

図40(a)に示された電流経路121は、図34に示された、第1アームを用いる昇圧チョッパ回路においてB1LアームおよびB2Uアームをオンするときの電流経路と同じである。したがって、図40(a)における導通損失は、第1アームの形成時と同等である。

【0313】

図41は、図40(a)~(c)に示された電流経路121~123のそれぞれにおける導通損失 $P_{ls1} \sim P_{ls3}$ の推移を示す波形図である。

【0314】

図41を参照して、図39に示されるようにリアクトル電流 I_{L1} および I_{L2} が推移することに伴い、導通損失 $P_{ls1} \sim P_{ls3}$ は、いずれも正である I_{L1} および I_{L2} の変化に応じて、式(5)~(7)に従って変化する。

10

20

30

40

50

【 0 3 1 5 】

$I_{L2} > I_{L1}$ である期間 T では、式 (5) ~ 式 (7) の比較から理解されたとおり、電流経路 1 2 3 (図 4 0 (c)) が形成されるときにおける導通損失 P_{ls3} が、電流経路 1 2 1 , 1 2 2 が形成されるときとの導通損失 P_{ls1} , P_{ls2} よりも小さくなる。

【 0 3 1 6 】

これに対して、 $I_{L1} > I_{L2}$ となる期間 T においては、電流経路 1 2 2 (図 4 0 (b)) による導通損失 P_{ls2} が電流経路 1 2 1 , 1 2 3 を形成したときの導通損失 P_{ls1} および P_{ls3} よりも小さくなる。

【 0 3 1 7 】

ここで、期間 T ($I_{L1} < I_{L2}$) に形成され得る電流経路について考察する。まず、図 4 0 (a) に示された電流経路 1 2 1 の場合、スイッチング素子 Q_5 に、スイッチング素子 Q_2 および Q_5 の順方向電圧の和が印加されることになる。この順方向電圧の和は、スイッチング素子 Q_5 の立上がり電圧を超えてしまうため、この現象は、スイッチング素子 Q_3 が導通していない事象と矛盾する。したがって、期間 T において、図 4 0 (a) に示された電流経路 1 2 1 が形成されることはない。

10

【 0 3 1 8 】

図 4 0 (b) に示された電流経路 1 2 2 の場合、スイッチング素子 Q_2 を流れる電流は、図示した方向とは反対方向になり、スイッチング素子 Q_3 に、スイッチング素子 Q_2 および Q_5 の順方向電圧の和が印加されることになる。この順方向電圧の和は、スイッチング素子 Q_3 の立上がり電圧を超えてしまう。したがって、期間 T において、スイッチング素子 Q_3 が非導通となる電流経路 1 2 2 が形成されることはない。

20

【 0 3 1 9 】

一方、図 4 0 (c) に示される電流経路 1 2 3 の場合、スイッチング素子 Q_2 に印加される電圧は、スイッチング素子 Q_3 および Q_5 の順方向電圧の差となり、ほとんど 0 となる。この現象は、スイッチング素子 Q_2 が導通していない事象と一致する。言い換えると、期間 T では、図 3 7 に示された等価回路において、常に、図 4 0 (c) に示された電流経路 1 2 3 が形成される。図 4 1 に示されたように、期間 T においては、電流経路 1 2 3 による導通損失 P_{ls3} が最小である。

【 0 3 2 0 】

次に、期間 T ($I_{L1} > I_{L2}$) に形成され得る電流経路について考察する。まず、図 4 0 (a) に示された電流経路 1 2 1 の場合、スイッチング素子 Q_5 にスイッチング素子 Q_2 および Q_3 の順方向電圧の和が印加されることになる。したがって、期間 T において、スイッチング素子 Q_5 が非導通となる電流経路 1 2 2 が形成されることはない。

30

【 0 3 2 1 】

図 4 0 (c) に示された電流経路 1 2 3 では、スイッチング素子 Q_3 を流れる電流は図示方向とは反対方向になり、スイッチング素子 Q_2 にスイッチング素子 Q_3 および Q_5 の順方向電圧の和が印加されることになる。この順方向電圧の和は、スイッチング素子 Q_2 の立上がり電圧を超えてしまう。したがって、期間 T において、スイッチング素子 Q_2 が非導通となる電流経路 1 2 3 が形成されることはない。

【 0 3 2 2 】

一方で、図 4 0 (b) に示された電流経路 1 2 2 の場合、スイッチング素子 Q_3 に印加される電圧は、スイッチング素子 Q_5 および Q_2 の順方向電圧の差となり、ほとんど 0 である。この事象は、スイッチング素子 Q_3 が導通していない事象と一致する。言い換えると、期間 T では、図 3 7 に示された等価回路において、常に、図 4 0 (b) に示された電流経路 1 2 2 が形成される。図 4 1 に示されたように、期間 T においては、電流経路 1 2 2 による導通損失 P_{ls2} が最小である。

40

【 0 3 2 3 】

このように、リアクトル電流 I_{L1} および I_{L2} の大小が逆転する時刻 t_y を境に、スイッチング素子 Q_2 , Q_3 , Q_5 によって形成される電流経路が自動的に選択されることが理解される。さらに、自動的に選択された電流経路は、図 4 0 (a) ~ (c) に示され

50

た 3 通りの電流経路のうちの、オンされるスイッチング素子 Q 2 , Q 3 , Q 5 における導通損失が最小となる。

【 0 3 2 4 】

図 4 2 は、電力変換器 1 0 において図 3 9 および図 4 1 中の期間 T に形成される電流経路を説明するための回路図である。

【 0 3 2 5 】

図 4 2 を参照して、期間 T では、オンされたスイッチング素子 Q 2 , Q 3 , Q 5 に対して、図 4 0 (c) に示された電流経路 1 2 3 が形成される。すなわち、スイッチング素子 Q 2 はオン状態とされるものの電流は通過しない。一方で、スイッチング素子 Q 5 をリアクトル電流 I_{L1} が通過する一方で、スイッチング素子 Q 3 には電流 ($I_{L1} - I_{L2}$) が通過することになる。このように、図 2 3 に示された電力変換器 1 0 においても、スイッチング素子 Q 1 ~ Q 5 のオンオフ制御に応じて、スイッチング素子 Q 1 ~ Q 5 の一部 (ここでは Q 3) に、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} の両方が流れる。なお、スイッチング素子 Q 1 , Q 5 についても、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} の両方が流れ得る。

【 0 3 2 6 】

図 3 9 に示されるように、期間 T では、リアクトル電流 I_{L2} が低下する一方で、リアクトル電流 I_{L1} が上昇する。したがって、スイッチング素子 Q 3 を流れる電流 ($I_{L2} - I_{L1}$) は徐々に減少する。そして、時刻 t_y (図 3 9) で $I_{L1} = I_{L2}$ となると、スイッチング素子 Q 3 の電流が 0 となる。これにより、図 4 0 (b) に示される、スイッチング素子 Q 3 に電流が流れない電流経路 1 2 2 が形成される。

【 0 3 2 7 】

図 4 3 には、電力変換器 1 0 において図 3 9 および図 4 1 中の期間 T に形成される電流経路が示される。

【 0 3 2 8 】

図 4 3 を参照して、時刻 t_y 以降の期間 T では、スイッチング素子 Q 3 がリアクトル電流 I_{L2} を通流させる一方で、スイッチング素子 Q 3 の電流が 0 を維持するように、すなわち、図 4 0 (b) の回路状態が維持されるように、ノード N 1 2 の電位が変化することになる。

【 0 3 2 9 】

このようなノード N 1 2 の電位変化は、リアクトル電流 I_{L1} がスイッチング素子 Q 2 および Q 3 に分流し、かつ、その分流比が変化することによって生じる。すなわち、期間 T において、スイッチング素子 Q 3 では、リアクトル電流 I_{L1} の分流電流と、リアクトル電流 I_{L2} とが相殺されることにより、通過電流が 0 となる。

【 0 3 3 0 】

言い換えると、期間 T では、リアクトル電流 I_{L1} の分流比は、スイッチング素子 Q 3 の電流が 0 となる状態が維持されるように、リアクトル電流 I_{L2} に応じて自動的に変化する。これにより、期間 T では、図 4 0 (b) に示した電流経路 1 2 2 が継続的に形成される。

【 0 3 3 1 】

図 4 3 の状態 (期間 T) では、スイッチング素子 Q 3 では導通損失が生じない。さらに、式 (6) にも示されるように、スイッチング素子 Q 5 には、リアクトル電流 I_{L2} に応じた導通損失が生じる一方で、スイッチング素子 Q 2 には、リアクトル電流 I_{L1} が分流されることにより、 I_{L1} よりも小さい $| I_{L1} - I_{L2} |$ に応じた導通損失しか生じない。

【 0 3 3 2 】

一方で、第 1 アームを用いた昇圧チョッパ回路で B I L アームおよび B 2 U アームをオンした場合 (図 3 4) におけるスイッチング素子 Q 2 , Q 4 の導通損失 P_{ls0} は、式 (5) ~ (7) に従えば、式 (8) で示される。

【 0 3 3 3 】

$$P_{ls0} = V_f e \times (| I_{L1} | + | I_{L2} |) \dots \quad (8)$$

10

20

30

40

50

式(6)および式(8)を比較すると、 I_{L1} および I_{L2} が同符号であることから、 $(|I_{L2}| + |I_{L1} - I_{L2}|) < (|I_{L1}| + |I_{L2}|)$ であることが理解される。このように、第2アームを用いる昇圧チョッパ回路では、第1アームを用いる昇圧チョッパ回路と比較して、スイッチング素子の導通損失が抑制される。

【0334】

次に、図40～図41で説明した第2アームを用いた昇圧チョッパ回路における導通損失を、電力変換器50(図1)のPBモードにおける導通損失と比較する。

【0335】

図44は、電力変換器50において、B1Lアーム(直流電源B1)およびB2Uアーム(直流電源B2)をオンするときの電流経路を説明するための回路図である。すなわち、図44では、実施の形態1に従う電力変換器50が、パラレル昇圧(PB)モードにおいて、図36と同等に動作したときの電流経路が示される。

10

【0336】

図44を参照して、電力変換器50では、スイッチング素子S3およびS4が直流電源B1の下アームとして機能する一方で、スイッチング素子S1およびS4が直流電源B2の上アームとして機能する。したがって、B1LアームおよびB2Uアームのオン時には、両者の論理和に従って、スイッチング素子S1, S3およびS4がオンされる。

【0337】

この状態では、リアクトル電流 I_{L1} は、スイッチング素子S3およびS4を経由する電流経路を形成する。一方で、リアクトル電流 I_{L2} は、スイッチング素子S1およびS4を経由する電流経路を形成する。

20

【0338】

したがって、電力変換器50では、スイッチング素子S3においてリアクトル電流 $|I_{L1}|$ に応じた導通損失が生じるとともに、スイッチング素子S1においてリアクトル電流 $|I_{L2}|$ に応じた導通損失が生じる。さらに、スイッチング素子S4では、 $|I_{L1} - I_{L2}|$ に応じた導通損失が生じる。

【0339】

このときのスイッチング素子S1, S3, S4での導通損失 P_{ls} は、式(5)～(8)に従えば、式(9)で示される。

【0340】

$$P_{ls} = V_f e \times (|I_{L1}| + |I_{L2}| + |I_{L1} - I_{L2}|) \dots \quad (9)$$

30

式(8)および(9)の比較から、 $P_{ls0} < P_{ls}$ であるから、実施の形態1に従う電力変換器50は、PBモードでの動作時には、スイッチング素子の導通損失が、電力変換器10において第1アームを用いる昇圧チョッパ回路を形成した場合と比較して、大きいことが理解される。

【0341】

整理すると、実施の形態2に従う電力変換器10において、第1アームを用いた昇圧チョッパ回路での導通損失は、2個の昇圧チョッパ回路が並列動作する際の導通損失と同等であり、かつ、電力変換器50のPBモードにおける導通損失よりも低い。

【0342】

さらに、式(6), (8), (9)から、 $P_{ls2} < P_{ls0} < P_{ls}$ である。したがって、電力変換器10のパラレル昇圧(PB)モードにおいて、直流電源B1, B2の各々が力行動作する場合には、第2アームを用いる昇圧チョッパ回路が形成される期間では、第1アームを用いる昇圧チョッパ回路形成される場合よりも、スイッチング素子の導通損失が低減される。

40

【0343】

再び図38を参照して、直流電源B1およびB2の両方が回生動作する場合、すなわち、 $I_{L1} < 0$ および $I_{L2} < 0$ の場合にも、図40(a)～(c)に示した電流経路121～123が、電流方向が反転されて形成される。したがって、この場合においても、直流電源B1およびB2の両方が力行動作するときと同様のメカニズムで、リアクトル電流

50

IL1およびIL2の変化に応じて、スイッチング素子の導通損失が最小となる電流経路が自動的に選択される。すなわち、直流電源B1およびB2の両方が回生動作する場合においても、第2アームを用いて昇圧チョッパ回路を構成する期間（スイッチング素子Q5のオン期間）におけるスイッチング素子の導通損失は、第1アームを用いて昇圧チョッパ回路が形成される場合よりも低い。

【0344】

次に、第2アームの使用時に、直流電源B1、B2の一方が力行動作するとともに、他方が回生動作するときの電力変換器10の回路動作について説明する。一例として、直流電源B1が力行動作する一方で、直流電源B2が回生動作するとき、すなわち、 $IL1 > 0$ かつ $IL2 < 0$ のときの電力変換器10の動作について説明する。この場合における、

10

【0345】

図45を参照して、リアクトル電流IL1が正である一方でIL2が負であって（ $IL1 > 0$ ， $IL2 < 0$ ）、かつ、B1Lアームがオン（ $SD1 = H$ レベル）される一方で、B2Uアームがオン（ $SD2 = L$ レベル）される期間Tにおける電流波形が示される。この場合にも図33に示されたように、制御パルス信号 $SD1 = H$ レベルおよび $SD2 = L$ レベルであるから、スイッチング素子Q2、Q3、Q5がオンされている。このため、期間Tにおいても図37に示した等価回路が形成される。

【0346】

期間Tにおいても、期間T0と同様に、リアクトル電流IL1が上昇する一方で、リアクトル電流IL2が低下する。なお、リアクトル電流IL1およびIL2の向きが異なるため、期間T0とは異なり、期間Tを通じて $IL1 > IL2$ である。

20

【0347】

図46には、期間Tにおけるスイッチング素子Q2、Q3、Q5をオンした等価回路（図37）における電流経路が示される。このときに形成され得る電流経路は、図40（a）～（c）と同様に、図46（a）～（c）の3通りのいずれかとなる。

【0348】

図46（a）では、図40（a）と同様に、スイッチング素子Q2およびQ3が導通状態となる。すなわち、リアクトル電流IL1がスイッチング素子Q2を流れるとともに、スイッチング素子Q3をリアクトル電流IL2（ $IL2 < 0$ ）が流れるように、電流経路124が形成される。電流経路124によるスイッチング素子Q2、Q3、Q5での導通損失の合計は、式（5）で示した P_{ls1} と同等である。

30

【0349】

図46（b）では、図40（b）と同様に、スイッチング素子Q2およびQ5が導通状態となる。すなわち、スイッチング素子Q2を電流（ $IL1 - IL2$ ）が流れるとともに、リアクトル電流IL2（ $IL2 < 0$ ）がスイッチング素子Q5を流れるように電流経路125が形成される。電流経路125によるスイッチング素子Q2、Q3、Q5での導通損失の合計は、式（6）で示した P_{ls2} と同等である。

【0350】

図46（c）では、図40（c）と同様に、スイッチング素子Q3およびQ5が導通状態となる。すなわち、スイッチング素子Q3を電流（ $IL1 - IL2$ ）が流れるとともに、リアクトル電流IL1（ $IL1 > 0$ ）がスイッチング素子Q5を流れるように電流経路126が形成される。電流経路126によるスイッチング素子Q2、Q3、Q5での導通損失の合計は、式（7）で示した P_{ls3} と同等である。

40

【0351】

次に、期間T（ $IL1 > 0$ ， $IL2 < 0$ ）における電流経路124～126について考察する。

【0352】

まず、図46（a）に示された電流経路124の場合、スイッチング素子Q5には、スイッチング素子Q2およびQ3の順方向電圧の差が印加される。すなわち、スイッチング

50

素子 Q 5 に印加される電圧はほとんど 0 となるため、スイッチング素子 Q 5 が導通していない事象と一致する。

【 0 3 5 3 】

これに対して、図 4 6 (b) に示された電流経路 1 2 5 の場合、スイッチング素子 Q 3 には、スイッチング素子 Q 2 および Q 5 の順方向電圧の和が印加されることになる。この順方向電圧の和は、スイッチング素子 Q 3 の立上がり電圧を超えてしまうため、この現象は、スイッチング素子 Q 3 が導通していない事象と矛盾する。したがって、期間 T において、図 4 6 (b) に示された電流経路 1 2 5 が形成されることはない。

【 0 3 5 4 】

同様に、図 4 6 (c) に示された電流経路 1 2 6 の場合、スイッチング素子 Q 2 には、スイッチング素子 Q 3 および Q 5 の順方向電圧の和が印加されることになる。この順方向電圧の和は、スイッチング素子 Q 2 の立上がり電圧を超えてしまうため、この現象は、スイッチング素子 Q 2 が導通していない事象と矛盾する。したがって、期間 T において、図 4 6 (c) に示された電流経路 1 2 6 が形成されることはない。

【 0 3 5 5 】

図 4 7 には、図 4 6 に示した電流経路 1 2 4 ~ 1 2 6 の期間 T における導通損失の比較が示される。

【 0 3 5 6 】

図 4 7 を参照して、期間 T 中は、リアクトル電流 I_{L1} および I_{L2} の方向 (極性) が反対であるので、 $|I_{L1} - I_{L2}|$ の項は、 $|I_{L1}|$ および $|I_{L2}|$ のいずれよりも大きくなる。

【 0 3 5 7 】

従って、式 (5) ~ (7) の比較から理解されるように、期間 T を通じて、 $P_{1s1} \sim P_{1s3}$ のうちでは、 P_{1s1} が最小となる。一方で、期間 T では、図 4 6 (a) ~ (c) で説明したように、自動的に電流経路 1 2 4 が選択的に形成される。したがって、期間 T を通じて、オン状態のスイッチング素子 Q 2 , Q 3 , Q 5 では、自動的に導通損失が最小となる電流経路 1 2 4 が形成されることが理解される。

【 0 3 5 8 】

再び図 3 8 を参照して、上記の例とは反対に、直流電源 B 1 が回生動作する ($I_{L1} < 0$) 一方で、直流電源 B 2 が力行動作する ($I_{L2} > 0$) 場合には、図 4 6 (a) ~ (c) に示した電流経路 1 2 4 ~ 1 2 6 が、電流方向が反転されて形成される。したがって、この場合においても、直流電源 B 1 が力行動作する一方で直流電源 B 2 が回生動作するときと同様のメカニズムで、スイッチング素子の導通損失が最小となる電流経路 1 2 4 が自動的に選択される。

【 0 3 5 9 】

このように、電力変換器 1 0 では、第 2 アームの使用時に、直流電源 B 1 , B 2 の一方が力行動作するとともに、他方が回生動作するときにも、オン状態のスイッチング素子 Q 2 , Q 3 , Q 5 において、導通損失が最小となる電流経路が自動的に選択される。このときの導通損失 P_{1s} は、第 1 アームを用いた昇圧チョッパ回路における導通損失と同等である。

【 0 3 6 0 】

また、第 2 アームが使用されるパターンには、図 3 9 ~ 図 4 7 で説明したのと反対に、B 1 U アームおよび B 2 L アームがオンされる、すなわち、スイッチング素子 Q 1 , Q 4 , Q 5 がオン (Q 2 , Q 3 はオフ) されるパターンが存在する。ただし、電力変換器 1 0 の回路構成の対称性から、B 1 U アームおよび B 2 L アームがオンされるとき回路動作は、上述した B 1 L アームおよび B 2 U アームがオンされるパターンのときと同様である。

【 0 3 6 1 】

したがって、電力変換器 1 0 では、第 2 アームを用いる昇圧チョッパ回路において、直流電源 B 1 および B 2 の一方ずつが力行動作および回生動作する場合には、スイッチング

10

20

30

40

50

素子の導通損失は、第 1 アームを用いる昇圧チョッパ回路（ 2 個の昇圧チョッパ回路の並列動作時）における導通損失と同等である。

【 0 3 6 2 】

この結果、第 2 アームを用いた昇圧チョッパ回路が形成される全期間を通じて、直流電源 B 1 および B 2 の力行 / 回生動作が異なる場合においても、スイッチング素子の導通損失は、第 1 アームを用いた昇圧チョッパ回路での導通損失と同等となる。そして、少しでも、直流電源 B 1 および B 2 の各々が力行動作または回生動作する期間が存在すれば、第 2 アームを用いた昇圧チョッパ回路でのスイッチング素子の導通損失は、第 1 アームを用いた昇圧チョッパ回路よりも低減される。

【 0 3 6 3 】

以上より、実施の形態 2 に従う電力変換器 1 0 では、パラレル昇圧モードにおいて、第 1 アームを用いる昇圧チョッパ回路と、第 2 アームを用いて昇圧チョッパ回路とを自動的に併用するように、直流電源 B 1 および B 2 が、電力線 P L , G L（負荷 3 0）に対して並列に D C / D C 変換を実行することができる。

【 0 3 6 4 】

そして、第 2 アームを用いて昇圧チョッパ回路を形成する期間（スイッチング素子 Q 5 のオン期間）が設けられることによって、スイッチング素子の導通損失を、第 1 アームを用いた昇圧チョッパ回路での導通損失よりも小さくすることができる。このため、電力変換器 1 0 のパラレル昇圧モードでは、実施の形態 1 に従う電力変換器 5 0 よりもスイッチング素子の導通損失を抑制することによって、D C / D C 変換を高効率化することができる。

【 0 3 6 5 】

なお、上述のように、実施の形態 2 に従う電力変換器 1 0 では、第 2 アームを用いる昇圧期間を設けることによって、スイッチング素子の導通損失が低減される。一方で、図 3 0 , 図 3 1 等から理解されるように、第 2 のアームを有する昇圧チョッパ回路が形成されるのは、制御パルス信号 S D 1 および S D 2 のレベルが異なる期間に限られる。

【 0 3 6 6 】

したがって、直流電源 B 1 および B 2 の各々が力行動作または回生動作する期間において、同一値のデューティ比 D T 1 および D T 2 に対して、制御パルス信号 S D 1 および S D 2 の論理レベルが異なる期間をなるべく長くとることによって、導通損失をさらに抑制することができる。このため、実施の形態 1 およびその変形例で電力変換器 5 0 に適用した、のこぎり波によってキャリア波を構成した P W M 制御による電流位相制御を適用すると、電力変換器 1 0 の導通損失をさらに低減することができる。

【 0 3 6 7 】

図 4 8 は、実施の形態 2 に従う電力変換器 1 0 に対する、実施の形態 1 と同様の P W M 制御の適用を説明するための波形図である。

【 0 3 6 8 】

なお、図 4 8 において、キャリア波 C W 1 および C W 2 以外については、図 3 2 と同様である。すなわち、図 4 8 においても、制御パルス信号 S D 1 , S D 2 に基づくスイッチング素子 Q 1 ~ Q 5 のオンオフ制御は、図 3 2 と同様に実行される。

【 0 3 6 9 】

図 4 8 を参照して、キャリア波 C W 1 および C W 2 として、のこぎり波を適用することによって、キャリア波 C W 1 , C W 2 の各周期（図 5 3 中の時刻 $t \times 1$, $t \times 2$ ）において、リアクトル電流 I L 1 の変曲点（図 5 3 の例では極大点）と、リアクトル電流 I L 2 の変曲点（図 5 3 の例では極小点）とを同一タイミングにする電流位相制御を実現することができる。

【 0 3 7 0 】

このような電流位相制御により、制御パルス信号 S D 1 が H レベルから L レベルへ遷移するタイミング（立下りエッジ）と、制御パルス信号 S D 2 が L レベルから H レベルへ遷移するタイミング（立上がりエッジ）とが同一タイミングとなる。このとき、制御パルス

10

20

30

40

50

信号 S D 1 および S D 2 の論理レベルが異なる期間、すなわち、制御信号 S Q 5 の H レベル期間（第 2 アームの使用期間）を最も長く確保することができる。これにより、電力変換器 10 のパラレル昇圧モードの導通損失をさらに低減して、D C / D C 変換をさらに高効率化できる。

【 0 3 7 1 】

このように、実施の形態 2 に従う電源システム 5 B（図 2 3）に対して、実施の形態 1 およびその変形例と同様の、キャリア波 C W 1 , C W 2 にのこぎり波を適用する P W M 制御により、特許文献 1 でのキャリア位相制御の様にキャリア位相差を調整することなく、電力変換器 10 の電力損失低下のための電流位相制御を、簡易に実現することができる。

【 0 3 7 2 】

上述のように、電力変換器 10 では、直流電源 B 1 および B 2 の各々が力行動作または回生動作する期間において、第 2 アームを用いて昇圧チョッパ回路を形成する期間（スイッチング素子 Q 5 のオン期間）をなるべく長くするための電流位相制御が求められる。したがって、実施の形態 2 に従う電源システム 5 B では、図 9 に示された 4 パターンの電流位相のうちの位相パターン A および位相パターン B を選択するように、電流位相制御が行われる。

【 0 3 7 3 】

したがって、位相パターン A または B を選択するために、図 1 4 中のキャリア波モード 1 またはキャリア波モード 2 を適用して、実施の形態 1 と同様の P W M 制御を行うことにより、電力変換器 10 を含む電源システム 5 B について、簡易な制御処理によって、リアクトル電流を大きく変動させることなく、性能を向上させることができる。

【 0 3 7 4 】

また、電力変換器 10 の動作状態の 1 つである、リアクトル電流 I L 1 , I L 2 の方向（正 / 負）に応じて、位相パターン（A / B）を切替えることによって、スイッチング素子 Q 1 ~ Q 5 での電力損失を低減することができる。また、実施の形態 1 でも説明したように、電力変換器 50 の動作状態の 1 つである、スイッチング素子 S 1 ~ S 4 の温度に応じて、特定のスイッチング素子での温度上昇を抑制するように、位相パターンを切替えるようにキャリア波モードを切替えるように制御することも可能である。この際にも、図 1 4 と同様に、キャリア波モードの切替によってのこぎり波の波形を切替えることで、任意の位相パターンを実現することができる。

【 0 3 7 5 】

また、キャリア波モードの切替え時には、実施の形態 1 の変形例 1 と同様に、図 1 8 または図 2 1 に従って、遷移周期 2 0 5（図 1 6 , 図 1 9）を設けることができる。

【 0 3 7 6 】

〔実施の形態 2 の変形例〕

実施の形態 2 の変形例では、図 2 3 に示した電力変換器 10 の回路構成の変形例について説明する。図 2 3 の構成において、電力変換器 10 に代えて、以下に説明する各変形例に従う電力変換器が適用された電源システム 5 B に対しても、実施の形態 2 で説明したように、実施の形態 1 およびその変形例 1 に従う P W M 制御を適用することが可能である。

【 0 3 7 7 】

（双方向スイッチの配置による変形）

図 4 9 は、実施の形態 2 の変形例の第 1 の例に従う電力変換器 11 の構成を説明するための回路図である。

【 0 3 7 8 】

図 4 9 を参照して、電力変換器 11 は、図 2 3 に示された電力変換器 10 と比較すると、ノード N 1 1 および N 1 2 の間に接続される半導体素子として、スイッチング素子 Q 5 に代えて、双方向スイッチ Q B 5 を有する点で異なる。すなわち、双方向スイッチ Q B 5 は、「第 5 の半導体素子」に対応する。電力変換器 11 のその他の構成は、電力変換器 10 と同様であるので、詳細な説明は繰り返さない。

【 0 3 7 9 】

10

20

30

40

50

双方向スイッチＱＢ５は、ノードＮ１およびＮ２の間に電氣的に直列接続された、ダイオードＤ１５ａおよびスイッチング素子Ｑ５ａを有する。ダイオードＤ１５ａは、ノードＮ１１からノードＮ１２へ向かう方向を順方向として、ノードＮ１１およびＮ１２の間に電氣的に接続される。

【０３８０】

双方向スイッチＱＢ５は、ノードＮ１１およびＮ１２の間に電氣的に直列接続された、ダイオードＤ１５ｂおよびスイッチング素子Ｑ５ｂをさらに有する。ダイオードＤ１５ｂおよびスイッチング素子Ｑ５ｂは、ノードＮ１１およびＮ１２間に、ダイオードＤ１５ａおよびスイッチング素子Ｑ５ａに対して並列に接続される。ダイオードＤ１５ｂは、ノードＮ１２からノードＮ１１へ向かう方向を順方向として、ノードＮ１１、Ｎ１２間に電氣的に接続される。

10

【０３８１】

スイッチング素子Ｑ５ａ、Ｑ５ｂは、制御装置４０（図２３）からの制御信号ＳＱ５ａ、ＳＱ５ｂにそれぞれ応じてオンオフ制御される。

【０３８２】

双方向スイッチＱＢ５では、スイッチング素子Ｑ５ａがオンすると、ダイオードＤ１５ａにより、ノードＮ１１からＮ１２に向かう方向に電流経路が形成される。一方で、スイッチング素子Ｑ５ａがオフすると、ノードＮ１１からＮ１２に向かう方向の電流経路は遮断される。

【０３８３】

20

また、スイッチング素子Ｑ５ｂがオンすると、ダイオードＤ１５ｂにより、ノードＮ１２からＮ１１に向かう方向に電流経路が形成される。一方で、スイッチング素子Ｑ５ｂがオフすると、ノードＮ１２からＮ１１に向かう方向の電流経路は遮断される。

【０３８４】

このように、双方向スイッチＱＢ５において、スイッチング素子Ｑ５ａをオンする一方でスイッチング素子Ｑ５ｂをオフすると、ノードＮ１１からＮ１２に向かう電流経路が形成される一方で、ノードＮ１２からＮ１１に向かう電流経路は遮断される。反対に、スイッチング素子Ｑ５ｂをオンする一方でスイッチング素子Ｑ５ａをオフすると、ノードＮ１２からＮ１１に向かう方向に電流経路が形成される一方で、ノードＮ１１からＮ１２に向かう電流経路は遮断される。

30

【０３８５】

図５０には、電力変換器１１の平行昇圧モードにおけるスイッチング素子Ｑ１～Ｑ４、Ｑ５ａ、Ｑ５ｂをオンオフ制御するためのゲート論理式が示される。

【０３８６】

図５０を参照して、スイッチング素子Ｑ１～Ｑ４は、電力変換器１０の平行昇圧モードでの図３１と共通のゲート論理式に従ってオンオフ制御される。

【０３８７】

すなわち、スイッチング素子Ｑ２が制御パルス信号ＳＤ１に応じてオンオフされる一方で、スイッチング素子Ｑ１は制御パルス信号／ＳＤ１に応じてオンオフされる。同様に、スイッチング素子Ｑ３は制御パルス信号ＳＤ２に応じてオンオフされる一方で、スイッチング素子Ｑ４は制御パルス信号／ＳＤ２に応じてオンオフされる。

40

【０３８８】

スイッチング素子Ｑ５ａ、Ｑ５ｂは、電力変換器１０のスイッチング素子Ｑ５と共通のゲート論理式に従って、共通にオンオフすることができる。すなわち、スイッチング素子Ｑ５のオン期間において、スイッチング素子Ｑ５ａ、Ｑ５ｂをともにオンする一方で、スイッチング素子Ｑ５のオフ期間において、スイッチング素子Ｑ５ａ、Ｑ５ｂをともにオフする制御が可能である。すなわち、スイッチング素子Ｑ５ａ、Ｑ５ｂについては、制御パルス信号ＳＤ１およびＳＤ２のＸＯＲ（排他的論理和）に従ってオンオフすることが可能である。

【０３８９】

50

一方で、P Bモードにおいては、ノードN 1 1およびN 1 2間の電流経路は、B 1 Lアーム（スイッチング素子Q 2 オン）およびB 2 Lアーム（スイッチング素子Q 4）の両方を形成する場合には、ノードN 1 2からN 1 1へ向かう電流経路を遮断する必要がある。したがって、スイッチング素子Q 5 bは、制御パルス信号 / S D 1および / S D 2の論理和（O R）に従ってオンオフすることも可能である。

【0390】

同様に、B 1 Uアーム（スイッチング素子Q 1）およびB 2 Uアーム（スイッチング素子Q 3）の両方を形成する場合には、ノードN 1 1からN 1 2へ向かう電流経路を遮断する必要がある。したがって、スイッチング素子Q 5 aは、制御パルス信号S D 1およびS D 2の論理和（O R）に従ってオンオフすることも可能である。

10

【0391】

このように、電力変換器11（図49）についても、電力変換器10と同様にパラレル昇圧モードを適用でき、さらに、実施の形態1およびその変形例に従うPWM制御を適用して制御パルス信号S D 1, S D 2を生成することにより、簡易な制御処理によって電力変換器11を含む電源システムの性能を向上させることができる。

【0392】

（簡素化のための変形例）

ここまで、実施の形態2およびその変形例に従う電力変換器10, 11では、「第1の半導体素子」～「第4の半導体素子」の各々について、スイッチング素子Q 1～Q 4および逆並列ダイオードD 1 1～D 1 4のペアによって構成する例を説明した。

20

【0393】

また、「第5の半導体素子」については、逆並列ダイオードが設けられないスイッチング素子Q 5（図23）または、双方向スイッチを構成するためのスイッチング素子Q 5 a, Q 5 bのペア（図49）によって構成する例を示した。すなわち、「第1の半導体素子」～「第5の半導体素子」の全てが、電流経路の形成（オン）および遮断（オフ）を制御可能なスイッチング素子を備えた構成を例示した。これらの構成例では、直流電源B 1, B 2の両方に対して回生充電を適用できる。

【0394】

しかしながら、直流電源B 1およびB 2の一方ないし両方を回生充電しない構成では、「第1の半導体素子」から「第4の半導体素子」の一部について、スイッチング素子もしくはダイオードのどちらかを省略することで構造を簡素化することができる。すなわち、「第1の半導体素子」から「第5の半導体素子」の一部のみが、上記スイッチング素子を有する構成とすることも原理上可能である。

30

【0395】

たとえば、直流電源B 1を回生充電せず、放電（力行）のみで使用する場合には、図23に示された電力変換器10に代えて、図51に示される電力変換器12aの構成を用いることができる。

【0396】

図51を参照して、電力変換器12aでは、図23に示された電力変換器10と比較して、直流電源B 1への回生を制御するためのスイッチング素子Q 1の配置を省略することができる。すなわち、ノードN 1 1および電力線P Lの間の「第1の半導体素子」をダイオードD 1 1のみで構成することができる。

40

【0397】

電力変換器12aにおいても、図31に従ってスイッチング素子Q 2～Q 5をオンオフ制御することにより、パラレル昇圧モードを適用することができる。この際に、制御パルス信号S D 1, S D 2については、実施の形態1およびその変形例に従うPWM制御によって生成することができる。さらに、電力変換器12aでは、主に、直流電源B 1への回生電流の経路を確保するために配置されるダイオードD 1 2についても省略できる可能性がある。

【0398】

50

同様に、直流電源 B 2 を回生充電せず、放電（力行）のみで使用する場合には、図 5 2 に示される電力変換器 1 3 a の構成を用いることができる。

【 0 3 9 9 】

図 5 2 を参照して、電力変換器 1 3 a では、図 2 3 に示された電力変換器 1 0 と比較して、直流電源 B 2 への回生を制御するためのスイッチング素子 Q 3 の配置を省略することができる。すなわち、ノード N 1 2 および電力線 G L の間の「第 3 の半導体素子」をダイオード D 1 3 のみで構成することができる。

【 0 4 0 0 】

電力変換器 1 3 a においても、スイッチング素子 Q 1 , Q 2 , Q 4 , Q 5 のオンオフを図 3 1 に従って制御することにより、パラレル昇圧モードを適用することができる。この際に、制御パルス信号 S D 1 , S D 2 については、実施の形態 1 およびその変形例に従う P W M 制御によって生成することができる。また、電力変換器 1 3 a では、主に、直流電源 B 2 への回生電流の経路を確保するために配置されるダイオード D 1 4 についても省略できる可能性がある。

【 0 4 0 1 】

さらに、直流電源 B 1 および B 2 の両方を回生充電せず、放電（力行）のみで使用する場合には、図 5 3 に示される電力変換器 1 4 a の構成を用いることができる。

【 0 4 0 2 】

図 5 3 を参照して、電力変換器 1 4 a では、図 2 3 に示された電力変換器 1 0 と比較して、直流電源 B 1 , B 2 への回生を制御するためのスイッチング素子 Q 1 , Q 3 の配置を省略することができる。すなわち、ノード N 1 1 および電力線 P L の間の「第 1 の半導体素子」をダイオード D 1 1 のみで構成できるとともに、ノード N 1 2 および電力線 G L の間の「第 3 の半導体素子」をダイオード D 1 3 のみで構成することができる。

【 0 4 0 3 】

電力変換器 1 4 a においても、スイッチング素子 Q 2 , Q 4 , Q 5 のオンオフを図 3 1 に従って制御することにより、パラレル昇圧モードを適用することができる。この際に、制御パルス信号 S D 1 , S D 2 については、実施の形態 1 およびその変形例に従う P W M 制御によって生成することができる。さらに、電力変換器 1 4 a では、主に、直流電源 B 1 , B 2 への回生電流の経路を確保するために配置されるダイオード D 1 2 , D 1 4 についても省略できる可能性がある。

【 0 4 0 4 】

また、図 4 9 に示された電力変換器 1 1 において、直流電源 B 1 および B 2 の両方が回生不能で力行動作に限定される場合には、スイッチング素子 Q 5 b が通流させる方向には電流が生じない。あるいは、直流電源 B 1 および B 2 の一方のみが回生不能で力行動作する場合には、スイッチング素子 Q 5 には電流が流れない。

【 0 4 0 5 】

したがって、図 4 9 に示された電力変換器 1 1 において、直流電源 B 1 および B 2 のいずれか一方でも回生充電しない場合には、ノード N 1 2 から N 1 1 へ向かう電流経路は常時不要であるので、スイッチング素子 Q 5 b およびダイオード D 1 5 b を省略することが可能である。すなわち、「第 5 の半導体素子」についても、ノード N 1 1 から N 1 2 へ向かう電流経路をオンオフする機能のみを持たせるように構成することが可能である。

【 0 4 0 6 】

したがって、直流電源 B 1 を回生充電せず、放電（力行）のみで使用する場合には、図 4 9 に示された電力変換器 1 1 に代えて、図 5 4 に示される電力変換器 1 2 b の構成を用いることも可能である。

【 0 4 0 7 】

図 5 4 を参照して、電力変換器 1 2 b では、図 5 1 に示された電力変換器 1 2 a と比較して、スイッチング素子 Q 5 に代えて、ノード N 1 1 から N 1 2 に向かう電流経路の形成 / 遮断を制御するためのスイッチング素子 Q 5 a およびダイオード D 1 5 a が配置される。すなわち、電力変換器 1 2 b では、図 4 9 に示された電力変換器 1 1 の構成と比較して

、直流電源 B 1 への回生を制御するためのスイッチング素子 Q 1 の配置が省略されるとともに、「第 5 の半導体素子」に関してスイッチング素子 Q 5 b およびダイオード D 1 5 b が省略されている。

【 0 4 0 8 】

また、ダイオード D 1 2 についても、電力変換器 1 2 a (図 5 1) と同様に省略することが可能である。電力変換器 1 2 b において、スイッチング素子 Q 2 ~ Q 4 , Q 5 a のオンオフを電力変換器 1 1 での図 5 0 に従って制御することにより、パラレル昇圧モードを適用することができる。この際に、制御パルス信号 S D 1 , S D 2 については、実施の形態 1 およびその変形例に従う P W M 制御によって生成することができる。

【 0 4 0 9 】

また、直流電源 B 2 を回生充電せず、放電 (力行) のみで使用する場合には、図 4 9 に示された電力変換器 1 1 に代えて、図 5 5 に示される電力変換器 1 3 b の構成を用いることも可能である。

【 0 4 1 0 】

図 5 5 を参照して、電力変換器 1 3 b では、図 5 2 に示された電力変換器 1 3 a と比較して、スイッチング素子 Q 5 に代えて、ノード N 1 1 から N 1 2 に向かう電流経路の形成 / 遮断を制御するためのスイッチング素子 Q 5 a およびダイオード D 1 5 a が配置される。すなわち、電力変換器 1 3 b では、図 4 9 に示された電力変換器 1 1 の構成と比較して、直流電源 B 2 への回生を制御するためのスイッチング素子 Q 3 の配置が省略されるとともに、「第 5 の半導体素子」に関してスイッチング素子 Q 5 b およびダイオード D 1 5 b が省略されている。

【 0 4 1 1 】

また、ダイオード D 1 4 についても、電力変換器 1 3 a (図 5 2) と同様に省略することが可能である。なお、電力変換器 1 3 b においても、スイッチング素子 Q 1 , Q 2 , Q 4 , Q 5 a のオンオフを、図 5 0 に従って制御することにより、パラレル昇圧モードを適用することができる。この際に、制御パルス信号 S D 1 , S D 2 については、実施の形態 1 およびその変形例に従う P W M 制御によって生成することができる。

【 0 4 1 2 】

同様に、直流電源 B 1 および B 2 の両方を回生充電せず、放電 (力行) のみで使用する場合には、図 4 9 に示された電力変換器 1 1 に代えて、図 5 6 に示される電力変換器 1 4 b の構成を用いることも可能である。

【 0 4 1 3 】

図 5 6 を参照して、電力変換器 1 4 b では、図 5 3 に示された電力変換器 1 4 a と比較して、スイッチング素子 Q 5 に代えて、ノード N 1 1 から N 1 2 に向かう電流経路の形成 / 遮断を制御するためのスイッチング素子 Q 5 a およびダイオード D 1 5 a が配置される。すなわち、電力変換器 1 4 b では、図 4 9 に示された電力変換器 1 1 の構成と比較して、直流電源 B 1 , B 2 への回生を制御するためのスイッチング素子 Q 1 , Q 3 の配置が省略されるとともに、「第 5 の半導体素子」に関してスイッチング素子 Q 5 b およびダイオード D 1 5 b が省略されている。

【 0 4 1 4 】

また、ダイオード D 1 2 , D 1 4 についても、電力変換器 1 4 a (図 5 3) と同様に省略することが可能である。なお、電力変換器 1 4 b においても、スイッチング素子 Q 2 , Q 4 , Q 5 a のオンオフを図 5 0 に従って制御することにより、パラレル昇圧モードを適用することができる。この際に、制御パルス信号 S D 1 , S D 2 については、実施の形態 1 およびその変形例に従う P W M 制御によって生成することができる。

【 0 4 1 5 】

なお、直流電源 B 1 , B 2 の両方を回生充電しない電力変換器 1 4 b (図 5 6) は、「第 1 の半導体素子」をダイオード D 1 1 で構成し、「第 2 の半導体素子」をスイッチング素子 Q 2 で構成し、「第 3 の半導体素子」をダイオード D 1 3 で構成し、「第 4 の半導体素子」をスイッチング素子 Q 4 で構成し、さらに、「第 5 の半導体素子」を少なくともノ

10

20

30

40

50

ードN11からN12へ向かう電流経路をオンオフする機能のみを持たせるように構成したものである。この構成は、直流電源B1、B2と電力線PL、GLとの間で、複数の動作モードを切換えて直流電力変換(DC/DC変換)を実行するための必要最小限の構成に相当する。なお、図53の電力変換器14aでは、「第5の半導体素子」は、ノードN11からN12へ向かう電流経路に加えて、ノードN12からN11へ向かう電流経路についても共通にオンオフできる機能を有するように構成されている。

【0416】

電力変換器14a(図53)および電力変換器14b(図56)の構成に対して、「第1の半導体素子」にスイッチング素子Q1をさらに設けることによって直流電源B1を回生充電することが可能となる(図52,図55)。この場合には、図52,図55にも示されるように、スイッチング素子Q2に対してダイオードD12を逆並列接続することが好ましい。

10

【0417】

また、電力変換器14a(図53)および電力変換器14b(図54)の構成に対して、「第3の半導体素子」にスイッチング素子Q3をさらに設けることによって直流電源B2を回生充電することが可能となる(図51,図54)。この場合には、図51,図54にも示されるように、スイッチング素子Q4に対してダイオードD14を逆並列接続することが好ましい。

【0418】

なお、電力変換器10(図23)または電力変換器11(図49)のように、「第1の半導体素子」から「第4の半導体素子」の各々をスイッチング素子およびダイオードの組によって構成するとともに、「第5の半導体素子」を両方向の電流(ノードN11からN12へ向かう電流およびノードN12からN11へ向かう電流)についての遮断機能を有することにより、直流電源B1、B2の両方に対して回生充電を適用できる。

20

【0419】

[実施の形態3]

実施の形態1および2では、スイッチング素子の少なくとも一部においてリアクトル電流IL1、IL2の両方が流れる動作状態を有する電力変換器10(11,12a~14a,12b~14b)および電力変換器50(50)に対して、キャリア波にのこぎり波を用いたPWM制御を適用することにより、簡易な制御処理によって当該電力変換器を含む電源システムの性能が向上する例を説明した。

30

【0420】

実施の形態3では、リアクトル電流IL1、IL2の経路が各スイッチング素子で重ならない電力変換器の構成に対する、実施の形態1および変形例1で説明したPWM制御の適用について説明する。

【0421】

(電源システムの構成)

図57は、本発明の実施の形態3に従う電源システム5Cの構成例を示す回路図である。

【0422】

図57を参照して、電源システム5Cは、直流電源B1、B2と、電力変換器6、7とを備える。

40

【0423】

電力変換器6は、直流電源B1および負荷30の間に接続される。電力変換器7は直流電源B2および負荷30の間に接続される。電源システム5Cにおいて、直流電源B1および20は、電力変換器6および7を介して、負荷30に対して並列に接続される。

【0424】

電力変換器6および7の各々は、いわゆる昇圧チョッパ回路の構成を有する。具体的には、電力変換器6は、スイッチング素子Q1、Q2と、リアクトルL1とを有する。スイッチング素子Q1およびQ2は、電力線PLおよび電力線GLの間に直列に接続

50

される。

【0425】

リアクトルL1は、端子201および202を有する。端子201は、直流電源B1の正極端子と電氣的に接続される。端子202は、スイッチング素子Q1およびQ2の接続ノードと電氣的に接続される。これにより、リアクトルL1は、直流電源B1の正極端子と、スイッチング素子Q1およびQ2の接続ノードとの間に電氣的に接続される。あるいは、リアクトルL1は、直流電源B1の負極端子およびスイッチング素子Q2の間に接続することも可能である。

【0426】

電力変換器6では、スイッチング素子Q2をオンすることによって、電流経路120（図3(a)）および電流経路191（図25）と同様に、直流電源B1に対して、電力線PLおよびGLを含まずに、直流電源B1およびリアクトルL1を含むループ状の電流経路（すなわち「第1の電流経路」）を形成することができる。

10

【0427】

さらに、スイッチング素子Q2をオフ（スイッチング素子Q1をオン）することによって、電流経路121（図3(b)）および電流経路193（図26）と同様に、電力線PLおよびGLの間に直流電源B1およびリアクトルL1が直列に接続される電流経路（すなわち「第2の電流経路」）を形成することができる。

【0428】

同様に、電力変換器7は、スイッチング素子Q3、Q4と、リアクトルL2とを有する。スイッチング素子Q3およびQ4は、電力線PLおよび電力線GLの間に直列に接続される。

20

【0429】

リアクトルL2は、端子203および204を有する。端子203は、直流電源B2の正極端子と電氣的に接続される。端子204は、スイッチング素子Q3およびQ4の接続ノードと電氣的に接続される。これにより、リアクトルL2は、直流電源B2の正極端子と、スイッチング素子Q3およびQ4の接続ノードとの間に電氣的に接続される。あるいは、リアクトルL2は、直流電源B2の負極端子およびスイッチング素子Q4の間に接続することも可能である。

【0430】

30

電力変換器7では、スイッチング素子Q4をオンすることによって、電流経路130（図4(a)）および電流経路192（図25）と同様に、直流電源B2に対して、電力線PLおよびGLを含まずに、直流電源B2およびリアクトルL2を含むループ状の電流経路（すなわち「第3の電流経路」）を形成することができる。

【0431】

さらに、スイッチング素子Q4をオフ（スイッチング素子Q3をオン）することによって、電流経路131（図4(b)）および電流経路194（図26）と同様に、電力線PLおよびGLの間に直流電源B2およびリアクトルL2が直列に接続される電流経路（すなわち「第4の電流経路」）を形成することができる。

【0432】

40

電力変換器6、7において、スイッチング素子Q1～Q4に対しては、逆並列ダイオードD11～D14が配置されている。スイッチング素子Q1～Q4は、制御装置40からの制御信号SQ1～SQ4にตอบสนองして、オンオフを制御することが可能である。

【0433】

電力変換器6、7は並列に動作して、直流電源B1およびB2と、負荷30と接続された電力線PL、GLとの間でDC/DC変換を実行する。

【0434】

昇圧チョップパ回路によって構成される電力変換器6、7では、所定周期（スイッチング周期）内での上アーム（Q1、Q3）と下アーム（Q2、Q4）とのオン期間比

50

を示すデューティ比に応じて、DC出力が制御される。デューティ比は、図5の制御構成と同等のPWM制御によって実行することができる。

【0435】

具体的には、図5の構成において、PWM制御部550は、デューティ比DT1とキャリア波CW1との電圧比較に従う制御パルス信号SD1に従って制御信号SQ1, SQ2を生成する。すなわち、制御パルス信号SD1のHレベル期間において制御信号SQ2をHレベル(SQ1はLレベル)に設定する一方で、制御パルス信号SD1のLレベル期間において制御信号SQ1をHレベル(SQ2はLレベル)に設定することができる。

【0436】

同様に、PWM制御部550は、デューティ比DT2とキャリア波CW2との電圧比較に従う制御パルス信号SD2に従って制御信号SQ3, SQ4を生成する。すなわち、制御パルス信号SD2のHレベル期間において制御信号SQ4をHレベル(SQ3はLレベル)に設定する一方で、制御パルス信号SD2のLレベル期間において制御信号SQ3をHレベル(SQ4はLレベル)に設定することができる。

【0437】

(磁気結合リアクトルの構成)

実施の形態3に従う電源システムでは、電力変換器6, 7において、リアクトル電流IL1, IL2の経路は、スイッチング素子Q1 ~ Q4のいずれにおいても重なっていない。一方で、リアクトルL1, L2は、共通コアを用いた複合磁気部品によって一体的に構成される。これにより、リアクトルL1, L2を構成する磁気部品の小型軽量化を図ることができる。

【0438】

図58は、電力変換器6, 7のリアクトルL1, L2を一体的に構成するための複合磁気部品として示される磁気結合リアクトルの概略的な外観図の一例である。

【0439】

図58には、磁気結合リアクトル100の斜視図が示される。

図58を参照して、磁気結合リアクトル100は、コア150と、巻線121a, 121b, 122aを含む。巻線121aおよび121bは、電氣的に直列接続されて、リアクトルL1のコイルを構成する。巻線122aは、リアクトルL2のコイルを構成する。図5から理解されるように、リアクトルL1を構成する巻線121a, 121bと、リアクトルL2を構成する巻線122aとは、共通のコア150の別個の部位にそれぞれ巻回されている。

【0440】

図59は、図58に示した磁気結合リアクトル100の構造をさらに説明するための概念的な断面図である。

【0441】

図59を参照して、コア150は、磁脚部151, 152, 153, 154を有する。磁脚部151 ~ 153には、ギャップ161 ~ 163がそれぞれ設けられる。上述のように、ギャップ161 ~ 163は、インダクタンスを調整する面で有用である。

【0442】

巻線121aは、磁脚部151に巻回される。巻線121bは、磁脚部152に巻回される。巻線121aおよび121bは、端子201および202の間に電氣的に直列接続される。したがって、リアクトルL1を流れるリアクトル電流IL1は、端子201から巻線121aおよび巻線121bを経由して端子202へ流れる。リアクトル電流IL1の通流により、巻線121aからは磁界211が発生され、巻線121bからは磁界212が発生される。

【0443】

巻線122aは、磁脚部153に巻回される。巻線122aは、端子203および204の間に電氣的に接続される。したがって、リアクトルL2を流れるリアクトル電流IL

10

20

30

40

50

2 は、端子 2 0 3 から巻線 1 2 2 a を経由して端子 2 0 4 へ流れる。リアクトル電流 $I_L 2$ の通流により、巻線 1 2 2 a によって磁界 2 1 3 が発生される。このように、磁脚部 1 5 1 ~ 1 5 3 は、コア 1 5 0 における巻線 1 2 1 a , 1 2 1 b , 1 2 2 a の巻回部位に相当する。一方で、磁脚部 1 5 4 は、コア 1 5 0 における巻線の非巻回部位に相当し、巻線が巻回された磁脚部 1 5 1 ~ 1 5 3 の間に磁気経路を形成するように機能する。

【 0 4 4 4 】

巻線 1 2 1 a および 1 2 1 b は、共通のリアクトル電流 $I_L 1$ が巻線 1 2 1 a および 1 2 1 b を流れるときに、巻線 1 2 1 a における電流通流方向と、巻線 1 2 1 b における電流通流方向とは互いに逆となるように構成される。

【 0 4 4 5 】

巻線 1 2 2 a は、リアクトル電流 $I_L 2$ がリアクトル電流 $I_L 1$ と同じ向きで流れたときに（たとえば、 $I_L 1 > 0$ かつ $I_L 2 > 0$ ）、巻線 1 2 1 a および 1 2 1 b の一方と電流の向きが同じである一方で、他方とは電流の向きが逆となる。以下では、巻線 1 2 1 a および 1 2 2 の間で電流通流方向が同じとなる例を示す。すなわち、巻線 1 2 1 a は「第 1 の巻線」に対応し、巻線 1 2 1 b は「第 2 の巻線」に対応する。巻線 1 2 2 a は、「第 3 の巻線」に対応する。

【 0 4 4 6 】

図 6 0 は、図 5 9 に示した各巻線の巻回態様の一例を説明するための概念図である。図 6 1 は、図 5 8 および図 5 9 に示した磁気結合リアクトル 1 0 0 の上面図に相当する。

【 0 4 4 7 】

図 6 0 を参照して、端子 2 0 1 および 2 0 2 の間にリアクトル電流 $I_L 1$ が流される。導線 1 2 1 c によって、巻線 1 2 1 a および 1 2 1 b の間は、電氣的に直列接続される。この際に、導線 1 2 1 c は、巻線 1 2 1 a および 1 2 1 b によって構成されるコイルにおける電流の向きが反対となるように、巻線 1 2 1 a および 1 2 1 b の間に接続される。

【 0 4 4 8 】

この結果、図 6 0 に示されるように、巻線 1 2 1 a によって生じる磁界 2 1 1 は、コア上面側（図 5 9 中の上側）を N 極とし、コア下面側（図 5 9 中の下側）を S 極とする方向を有する。一方で、巻線 1 2 1 b によって生じる磁界 2 1 2 は、コア上面側（図 5 9 中の上側）を S 極とし、コア下面側（図 5 9 中の下側）を N 極とする方向を有する。すなわち、リアクトル電流 $I_L 1$ の通流によって、巻線 1 2 1 a , 1 2 1 b からそれぞれ発生される磁界 2 1 1 , 2 1 2 は、互いに反対方向である。

【 0 4 4 9 】

さらに、端子 2 0 3 および 2 0 4 の間に、リアクトル電流 $I_L 1$ と同じ向きにリアクトル電流 $I_L 2$ が流される（たとえば、 $I_L 1 > 0$, $I_L 2 > 0$ ）。これにより、巻線 1 2 2 a からは磁界 2 1 3 が発生される。磁界 2 1 3 は、コア上面側（図 5 9 中の上側）を N 極とし、コア下面側（図 5 9 中の下側）を S 極とする方向を有する。すなわち、同一方向のリアクトル電流 $I_L 1$, $I_L 2$ によって、巻線 1 2 2 a が生じる磁界 2 1 3 は、巻線 1 2 1 a が生じる磁界 2 1 1 とは同じ方向である一方で、巻線 1 2 1 b が生じる磁界 2 1 2 とは逆の方向である。

【 0 4 5 0 】

図 6 1 は、図 5 9 に示した各巻線の巻回態様の他の例を説明するための概念図である。図 6 1 に示した例では、端子 2 0 4 および導線 1 2 1 c が、図 6 0 とは異なる位置に設けられる。図 6 1 では、各巻線 1 2 1 a , 1 2 1 b , 1 2 2 a での電流の向き、すなわち、磁界 2 1 1 ~ 2 1 3 の方向を図 7 と同様にした上で、各巻線 1 2 1 a , 1 2 1 b , 1 2 2 a の巻数（ターン数）が厳密に同一とされている。逆にいうと図 6 0 の構成では、巻線 1 2 1 a , 1 2 1 b の巻数が、巻線 1 2 2 a よりも 1 / 4 ターンだけ多くなっている。

【 0 4 5 1 】

図 6 2 は、実施の形態 1 に従う磁気結合リアクトル 1 0 0 の電氣的な等価回路図である。

【 0 4 5 2 】

図 6 2 を参照して、端子 2 0 1 および 2 0 2 間に直列接続された巻線 1 2 1 a および 1 2 1 b は、リアクトル L_1 を構成する。電圧源 9 1 は、端子 2 0 1 , 2 0 2 間にリアクトル電圧 V_{L1} を印加する。たとえば、電圧源 9 1 は、電力変換器 6 のスイッチング素子 Q_1 , Q_2 のオンオフ制御によって、パルス状にリアクトル電圧 V_{L1} を発生するように構成される。具体的には、図 5 7 の電力変換器 6 において、スイッチング素子 Q_2 のオン期間において、 $V_{L1} = V[1]$ となる ($V_{L1} > 0$)。一方で、スイッチング素子 Q_2 のオフ期間 (スイッチング素子 Q_1 のオン期間) においては、 $V[1] - V_{L1} = V_H$ が成立するので、 $V_{L1} = V[1] - V_H$ となる ($V_{L1} < 0$)。

【 0 4 5 3 】

同様に、端子 2 0 3 および 2 0 4 間に接続された巻線 1 2 2 a は、リアクトル L_2 を構成する。電圧源 9 2 は、端子 2 0 3 , 2 0 4 間にリアクトル電圧 V_{L2} を印加する。たとえば、電圧源 9 2 は、電力変換器 7 のスイッチング素子 Q_3 , Q_4 のオンオフ制御によって、パルス状にリアクトル電圧 V_{L2} を発生するように構成される。具体的には、図 5 7 の電力変換器 7 において、スイッチング素子 Q_4 のオン期間には、 $V_{L2} = V[2]$ となる ($V_{L2} > 0$)。一方で、スイッチング素子 Q_4 のオフ期間 (スイッチング素子 Q_3 のオン期間) においては、 $V[2] - V_{L2} = V_H$ が成立するので、 $V_{L2} = V[2] - V_H$ となる ($V_{L2} < 0$)。

【 0 4 5 4 】

ここで、巻線 1 2 1 a , 1 2 1 b および 1 2 2 は、図 5 9 に示されたように、磁脚部 1 5 1 ~ 1 5 3 が一体的に構成された共通のコア 1 5 0 に巻回されている。したがって、巻線 1 2 1 a , 1 2 1 b , 1 2 2 a で発生した磁束は、互いに干渉し合うことになる。これにより、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} も、共通のコア 1 5 0 内の磁束を介して、互いに間接的に作用する。

【 0 4 5 5 】

次に、図 6 3 および図 6 4 を用いてコア内部における各巻線からの発生磁束の関係について説明する。

【 0 4 5 6 】

図 6 3 および図 6 4 には、図 5 9 と同様の概念的な断面図が示される。図 6 3 には、リアクトル L_1 がコア内に発生する磁束が示される一方で、図 6 4 には、リアクトル L_2 がコア内に発生する磁束が示される。

【 0 4 5 7 】

図 6 3 を参照して、磁脚部 1 5 1 に巻回された巻線 1 2 1 a から発生される磁界 2 1 1 による磁束 2 2 1 は、磁脚部 1 5 4 を経由して、磁脚部 1 5 2 および 1 5 3 にも作用する。同様に、磁脚部 1 5 2 に巻回された巻線 1 2 1 b から発生される磁界 2 1 2 による磁束 2 2 2 は、磁脚部 1 5 4 を経由して、磁脚部 1 5 1 および 1 5 3 にも作用する。磁界 2 1 2 および磁界 2 1 2 は、コア 1 5 0 内で、磁脚部 1 5 1 , 1 5 2 を含む一巡経路を形成する。

【 0 4 5 8 】

磁脚部 1 5 1 および 1 5 2 の各々において、磁界 2 1 1 および 2 1 2 による磁束 2 2 1 および 2 2 2 は同一方向に作用する。すなわち、磁界 2 1 1 および 2 1 2 は、磁脚部 1 5 1 および 1 5 2 の各々において、互いに強め合う。

【 0 4 5 9 】

一方、磁脚部 1 5 3 において、磁界 2 1 1 および 2 1 2 による磁束 2 2 1 および 2 2 2 は反対方向に作用する。すなわち、磁界 2 1 1 および 2 1 2 は、磁脚部 1 5 3 において、互いに弱め合う。

【 0 4 6 0 】

図 6 4 を参照して、磁脚部 1 5 3 に巻回された巻線 1 2 2 a から発生される磁界 2 1 3 による磁束 2 2 3 は、磁脚部 1 5 4 を経由して、磁脚部 1 5 1 および 1 5 2 にも作用する。

【 0 4 6 1 】

図 6 3 および図 6 4 を総合すると、リアクトル L 2 に対応する磁脚部 1 5 3 では、巻線 1 2 1 a からの磁束 2 2 1 と巻線 1 2 1 b からの磁束 2 2 2 とが打ち消し合う一方で、巻線 1 2 2 a による磁束 2 2 3 が通過する。すなわち、磁脚部 1 5 3 での磁界の大きさは、リアクトル電流 $I_L 2$ によって生じる磁界 2 1 3 相当である。

【 0 4 6 2 】

これに対して、リアクトル L 1 に対応する磁脚部 1 5 1 および 1 5 2 の間では、リアクトル L 2 からの磁束との干渉によって、磁界の大きさが不均衡になる。磁脚部 1 5 2 では、磁界 2 1 1 および 2 1 2 による磁束 2 2 1 , 2 2 2 と、磁界 2 1 3 による磁束 2 2 3 (図 6 4) とは同じ方向であるので、磁界 2 1 1 および 2 1 2 と磁界 2 1 3 とは強め合う。これに対して、磁脚部 1 5 1 では、磁界 2 1 1 および 2 1 2 による磁束 2 2 1 , 2 2 2 と、磁界 2 1 3 による磁束 2 2 3 (図 6 4) とは反対方向であるので、磁界 2 1 1 および 2 1 2 と磁界 2 1 3 とは弱め合う。磁脚部 1 5 1 は「第 1 の磁脚部」に対応し、磁脚部 1 5 2 は「第 2 の磁脚部」に対応する。また、磁脚部 1 5 3 は「第 3 の磁脚部」に対応する。

【 0 4 6 3 】

(磁気結合リアクトルの非磁気結合モードでの動作)

磁気結合リアクトル 1 0 0 では、リアクトル L 1 を形成する巻線 1 2 1 a , 1 2 1 b が巻回された磁脚部 1 5 1 および 1 5 2 の一方 (本実施例では磁脚部 1 5 2) において、リアクトル電流 $I_L 1$ および $I_L 2$ のそれぞれによる磁界が互いに強め合う。一方で、他方の磁脚部 (本実施例では磁脚部 1 5 1) では、リアクトル電流 $I_L 1$ および $I_L 2$ による磁界が打ち消し合う。このような相互磁化作用によって、リアクトル電流 $I_L 1$ および $I_L 2$ が流れている下で、磁脚部 1 5 1 および 1 5 2 の間で、磁界の大きさが不均衡となる。

【 0 4 6 4 】

したがって、磁気結合リアクトル 1 0 0 では、リアクトル電流 $I_L 1$, $I_L 2$ の大きい領域では、磁脚部 1 5 1 および 1 5 2 の間で磁界の不均衡に起因して透磁率 (比透磁率) に差が生じると、磁気結合による磁気的な干渉が発生することになる。ここで、磁界および磁束密度と透磁率の関係について図 6 5 および図 6 6 を用いて説明する。

【 0 4 6 5 】

図 6 5 には、強磁性体の一般的な磁化曲線 (B - H 曲線) が示される。図 6 6 には、磁界が印加されていない状態から磁化されるときに磁化曲線 3 0 5 (いわゆる、初期磁化曲線) が示される。

【 0 4 6 6 】

図 6 5 を参照して、磁界 H が大きくなるに従って磁束密度 B が増加する。しかしながら、磁界 H が大きくなっていくと、磁束密度 B の増加の割合は徐々に減少する。そして、最終的には、B - H 曲線が水平となる、すなわち、磁界を大きくしても磁束密度がこれ以上増加しない、磁気飽和と呼ばれる現象が発生する。磁気飽和時の磁束密度は、飽和磁束密度 B_{smax} と称される。

【 0 4 6 7 】

図 6 5 に示された、磁化曲線 (B - H 曲線) における接線の傾きが、磁性体 (コア 1 5 0) の透磁率に相当する。

【 0 4 6 8 】

図 6 6 には、図 6 5 に示された磁化曲線における磁束密度の変化に対する透磁率の変化特性が示される。

【 0 4 6 9 】

図 6 6 を参照して、磁界 $H < H_a$ 、すなわち磁束密度 $B < B_a$ の領域 3 1 0 では、磁界 H の変化に対して、磁束密度 B はほぼ線形に変化する。領域 3 1 0 では、透磁率 μ はほぼ一定値となる。このような領域を、以下では「線形領域 3 1 0」とも称する。

【 0 4 7 0 】

これに対して、 $H > H_a$ 、すなわち、 $B > B_a$ の領域では、磁界 H の増加に対する磁束密度 B の増加率、すなわち、透磁率 μ が線形領域 3 1 0 よりも低くなる。また、透磁率 μ

10

20

30

40

50

は、磁界 H の増加に対してさらに減少していく。このような領域を、以下では「非線形領域」または「飽和領域」とも称する。さらに磁束密度が上昇すると、透磁率 μ はさらに低下する。そして、 $B = B_{\text{max}}$ に達すると、ほぼ $\mu = 0$ となってしまう。上記のような特性、すなわち、非線形領域を有する磁性材料は、一般に非線形磁性材料と称される。

【0471】

一方、仮にこのような非線形領域を有さないような磁性材料（線形磁性材料）を用いる場合には、図 66 中に点線 307 で示されるように、磁束密度 B の変化に対して透磁率 μ は一定に維持される。あるいは、動作点が線形領域内に維持されるように磁束密度 B を制限して使用する場合には、点線 307 に示すように、透磁率を一定としてリアクトルを動作させることができる。

10

【0472】

図 63 および図 64 で説明したように、リアクトル電流 I_{L1} および I_{L2} が流れている状態では、リアクトル $L1$ に対応する磁脚部 151 および 152 の間では、磁界の大きさが不均衡になる。具体的には、磁脚部 152 では、リアクトル電流 I_{L1} による磁界とリアクトル電流 I_{L2} による磁界とが互いに強め合うので、磁界が大きくなる。一方で、磁脚部 151 では、リアクトル電流 I_{L1} による磁界とリアクトル電流 I_{L2} による磁界とが互いに弱め合うので、磁界が小さくなる。

【0473】

図 67 は、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} が小さい領域におけるコアの各磁脚部の磁気的な動作点を説明する概念図である。図 67 には、磁脚部 151 ~ 153 のそれぞれの磁気的な動作点 301 ~ 303 が $B-H$ 曲線上で示される。

20

【0474】

図 67 を参照して、磁界が強め合う磁脚部 152 の動作点 302 は、磁脚部 153 の動作点よりも、 $B-H$ 曲線上で磁束密度 B が大きくなる。一方で、磁界が弱め合う磁脚部 151 の動作点 301 は、磁脚部 153 の動作点よりも、 $B-H$ 曲線上で磁束密度 B が小さくなる。上述のように、磁脚部 153 では、巻線 121a からの磁束 221 と巻線 121b からの磁束 222 とが打ち消し合うため、磁界の大きさは、リアクトル電流 I_{L2} によって生じる磁界相当となる。

【0475】

リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} が小さい領域では、動作点 301 および 302 の両方は、図 65 に示した線形領域 310 内に位置する。各磁脚部 151 ~ 153 の動作点 301 ~ 303 が線形領域 310 内である状態では、リアクトル $L1$ および $L2$ の間に磁気結合は生じず、両者を磁気的に非干渉としてリアクトル $L1$ および $L2$ を動作させることができる。このとき、磁脚部 151 ~ 153 は、線形領域 310 で磁化される状態である。すなわち、リアクトル $L1$ および $L2$ は、非磁気結合モードで動作する。

30

【0476】

これらの動作点 301 ~ 303 は、リアクトル $L1$, $L2$ の設計、具体的には、コア 150 および巻線 121a , 121b , 122a 等の設計によって左右される。たとえば、最大定格時、すなわち、設計上の最大電流 $I(\text{max})$ の通過にも、動作点 301 ~ 303 が線形領域 310 内となるように、磁脚部 151 , 152 の断面積 $SC1$, $SC2$ を設計すれば、リアクトル $L1$, $L2$ は、両者が磁気的に非干渉な状態を維持して使用することができる。

40

【0477】

（磁気結合リアクトルの磁気結合モードでの動作）

非磁気結合モードに限定して磁気結合リアクトル 100 を動作させるためには、磁脚部 151 , 152 の断面積 $SC1$, $SC2$ を確保する等により、コア 150 の大型化によるリアクトルの大型化が懸念される。したがって、本実施の形態において、磁気結合リアクトル 100 は、リアクトル $L1$, $L2$ が磁気結合モードでも動作するように設計することができる。

【0478】

50

なお、以下の説明において、最大電流 $I(\max)$ は、リアクトル $L1$, $L2$ 単体での最大定格電流のみを意味するのではなく、リアクトル $L1$, $L2$ が組み込まれた電源システム（たとえば、図 57 に示された電源システム 5C）の最大出力時におけるリアクトル $L1$, $L2$ の通過電流をも意味する。たとえば、電源システム内のリアクトル以外の要素（たとえば、スイッチング素子）によって、システムの最大許容電流が規定される場合には、リアクトル $L1$, $L2$ の電流容量に余裕があっても、電源システムが当該最大許容電流で動作するときのリアクトル電流を最大電流 $I(\max)$ として、リアクトル $L1$, $L2$ を設計することができる。すなわち、最大電流 $I(\max)$ は、設計時に想定されたリアクトル $L1$, $L2$ の使用電流範囲の上限値を意味する。

【0479】

10

図 68 には、リアクトル電流が大きい領域におけるコアの各磁脚部の磁気的な動作点を説明する概念図が示される。

【0480】

図 68 を参照して、リアクトル電流 I_{L1} および I_{L2} が大きくなると、磁界が強め合う磁脚部 152 の動作点 302 は、図 67 と比較して、磁束密度 B がさらに大きくなる。一方で、磁界が弱め合う磁脚部 152 の動作点 302 は、図 67 と比較して、磁束密度 B がさらに小さくなる。この結果、動作点 302 が線形領域 310 内である一方で、動作点 301 が線形領域 310 から外れて、飽和領域に入ってしまう。このとき、磁脚部 151 は線形領域で磁化される一方で、磁脚部 152 は非線形領域（飽和領域）で磁化される状態となる。

20

【0481】

図 66 に示されたように、磁束密度 B が大きくなることにより線形領域 310 から外れて、飽和領域に入ってしまうと、透磁率 μ 、すなわち、磁脚部の比透磁率が小さくなる。したがって、動作点 301 および 302 が線形領域および飽和領域にそれぞれ位置する状態では、リアクトル $L1$ および $L2$ の間に、磁気結合による磁気的な干渉が発生する。すなわち、リアクトル $L1$ および $L2$ は、磁気結合モードで動作する。

【0482】

リアクトル $L1$, $L2$ 間に磁気結合が生じている状態では、磁気干渉による影響が、リアクトル電流間の位相関係に応じて、インダクタンスを上昇させる方向、または、低下させる方向に作用することになる。このため、電力変換器 6 , 7 によってリアクトル電流 I_{L1} および I_{L2} が独立に制御され得る構成では、リアクトル電圧（電流）間の位相関係についても制御可能である。このため、磁気結合が生じている状態において、リアクトル $L1$, $L2$ のインダクタンスが等価的に増大するように、電流位相を制御することが可能である。

30

【0483】

このように、本実施の形態に従う磁気結合リアクトル 100 は、リアクトル $L1$ および $L2$ が磁気的に非結合である状態（動作点 301 ~ 303 が図 67 である状態）と、リアクトル $L1$ および $L2$ が磁気的に結合している状態（動作点 301 ~ 303 が図 68 である状態）との両方で動作し得る点が特徴である。

【0484】

40

この結果、最大電流 $I(\max)$ での動作点 302 が線形領域 310 内に止まる様に断面積 $SC2$ を確保する必要がなくなる。また、磁界が弱め合う磁脚部 151 についても、非対称動作を前提として断面積 $SC1$ を縮小できる。さらに、上述した、インダクタンスを等価的に大きくする効果も生じるので、コア 150 を小型化しても、必要なインダクタンスを確保することができる。この結果、必要なインダクタンスを得るためのリアクトルの小型化を図ることができる。

【0485】

（非磁気結合モードでの動作のための電流位相制御）

特許文献 2 にも記載されるように、磁気結合リアクトル 100 を線形領域 310、すなわち、非磁気結合モードのみに限定して動作させたい場合には、コア内での最大磁束密度

50

$B(\max)$ が、線形領域 310 の境界に対応する閾値 B_{\max} を超えないことが必要である。磁束密度はリアクトル電流 I_{L1} 、 I_{L2} に依存して変化するので、電流位相制御によって、最大磁束密度 $B(\max)$ を抑制することができる。

【0486】

図69には、リアクトル電流の位相と磁束密度との関係を説明するための概念的な波形図が示される。

【0487】

図69を参照して、リアクトル電流 I_{L1} による磁束密度 $B(L1)$ は、電流 I_{L1} に比例し、リアクトル $L2$ による磁束密度 $B(L2)$ は、リアクトル電流 I_{L2} に比例する。コア150内での最大磁束密度 B_{\max} は、トータル磁束密度 B_t ($B_t = B(L1) + B(L2)$) の最大値、すなわち、リアクトル電流の和 ($I_{L1} + I_{L2}$) の最大値に比例する。

【0488】

したがって、リアクトル電流 I_{L1} の極大点(山)とリアクトル電流 I_{L2} の極小点(谷)とが同一タイミングとなるように電流位相を制御することにより、トータル磁束密度の最大値 B_{\max} を抑制することができる。

【0489】

図70には、上記のような電流位相制御を実現するための、電源システム5Cにおける電流位相制御の例を説明する波形図が示される。

【0490】

図70を参照して、電力変換器6のスイッチング素子 $Q1$ および $Q2$ のオンオフを制御するための制御信号 S_{Q1} 、 S_{Q2} は、デューティ比 $DT1$ およびキャリア波 $CW1$ を比較するPWM制御により、図5に示した制御構成によって算出することができる。

【0491】

同様に、電力変換器7のスイッチング素子 $Q3$ および $Q4$ のオンオフを制御するための制御信号 S_{Q3} 、 S_{Q4} は、デューティ比 $DT2$ およびキャリア波 $CW2$ を比較するPWM制御により、図5に示した制御構成によって算出することができる。

【0492】

これらの直流電源 $B1$ 、 $B2$ の出力を制御するPWM制御において、キャリア波 $CW1$ 、 $CW2$ を、実施の形態1におけるキャリア波モード1(図14)に従って構成することによって、リアクトル電流 I_{L1} の極大点(山)とリアクトル電流 I_{L2} の極小点(谷)とが同一タイミングとなる電流位相制御を実現できる。この結果、簡易な制御によって、トータル磁束密度の最大値 B_{\max} を抑制することができる。

【0493】

なお、図69では、 $I_{L1} > I_{L2}$ ($I_{L1} > 0$ かつ $I_{L2} > 0$) の場合の電流位相制御を示したが、 $I_{L2} > I_{L1}$ の場合には、リアクトル電流 I_{L2} の極大点(山)とリアクトル電流 I_{L1} の極小点(谷)とが同一タイミングとなるように電流位相を制御することが好ましい。

【0494】

また、電力変換器6、7の動作状態に応じて、リアクトル電流 I_{L1} 、 I_{L2} の方向(正/負)が変化しても、同様に電流位相を制御することができる。

【0495】

図71には、リアクトル電流 $I_{L1} < 0$ かつ $I_{L2} < 0$ 、すなわち、直流電源 $B1$ 、 $B2$ の両方に回生動作している場合の波形図が示される。

【0496】

図71を参照して、リアクトル電流 I_{L1} 、 I_{L2} の両方が回生電流である場合には、絶対値が大きい方のリアクトル電流の極小点(谷)と、絶対値が小さい方のリアクトル電流の極大点(山)とを同一タイミングとすることが好ましい。

【0497】

図 7 1 の例では、 $|I_{L1}| > |I_{L2}|$ であるため、リアクトル電流 I_{L1} の極小点（谷）と、リアクトル電流 I_{L2} の極大点（山）とが同一タイミングとなるように、電流位相が制御される。この場合には、実施の形態 1 におけるキャリア波モード 2（図 1 4）に従った PWM 制御によって、電力変換器 6, 7 におけるスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ のオンオフが制御される。

【0498】

図 7 2 には、リアクトル電流 I_{L1} および I_{L2} の方向が異なる場合の波形図が示される。特に、図 7 2 の例では、 $I_{L1} > 0$ （力行電流）、 $I_{L2} < 0$ （回生電流）の場合の波形が示される。

【0499】

リアクトル電流 I_{L1} および I_{L2} の方向が異なる場合には、コア 150 内部で磁束が打ち消し合うため、力行電流および回生電流の最大値（絶対値）が同一タイミングとなるように電流位相を制御することが好ましい。したがって、力行電流であるリアクトル電流 I_{L1} の極大点（山）と、回生電流であるリアクトル電流 I_{L2} の極小点（谷）とを同一タイミングとすることが好ましい。

【0500】

この場合には、実施の形態 1 におけるキャリア波モード 1（図 1 4）に従った PWM 制御によって、電力変換器 6, 7 におけるスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ のオンオフが制御される。

【0501】

また、 $I_{L2} > 0$ 、 $I_{L1} < 0$ の場合には、リアクトル電流 I_{L2} の極大点（山）と、回生電流であるリアクトル電流 I_{L1} の極小点（谷）とを同一タイミングとするために、実施の形態 1 におけるキャリア波モード 2（図 1 4）に従った PWM 制御が適用される。

【0502】

このように、磁気結合リアクトル 100 の非磁気結合モード（非飽和領域）での動作において、電力変換器 6, 7 の動作状態である、リアクトル電流 I_{L1} 、 I_{L2} の方向（正／負）に応じて、実施の形態 1 に示したキャリア波パターンを適切に切替えた PWM 制御を行うことにより、コア 150 内でのトータル磁束密度の最大値 B_{max} を抑制するための電流位相制御を、簡易な制御処理によって実行することができる。この際に、リアクトル電流 I_{L1} 、 I_{L2} の変化に応じてキャリア波モードを切替える場合には、実施の形態 1 の変形例に説明したように、図 1 8 または図 2 1 に従って遷移周期 205（図 1 6、図 1 9）遷移周期 205 を設けることができる。

【0503】

（磁気結合モードでの動作のための電流位相制御）

磁気結合モードでは、リアクトル電流 I_{L1} 、 I_{L2} の電流位相制御により、リアクトル L_1 、 L_2 間に磁気結合が生じている状態における等価的なインダクタンスの増大効果を高めることができる。

【0504】

図 7 3 および図 7 4 には、本実施の形態に従う磁気結合リアクトルにおいてキャリア位相制御を適用したときの動作例が示される。図 7 3 および図 7 4 には、回路シミュレータによって解析された動作波形図が示される。

【0505】

図 7 3 を参照して、図 7 3 (a) には、リアクトル L_1 、 L_2 間が磁氣的に非結合であるときのシミュレーション波形が示され、図 7 3 (b) には、リアクトル L_1 、 L_2 間が磁氣的に結合状態であるときのシミュレーション波形が示される。図 7 3 (b) では、リアクトル電流 I_{L1} の極小点とリアクトル電流 I_{L2} の極大点とが同一タイミングとなるように、電流位相が制御されている。

【0506】

なお、図 7 3 (a)、(b) の間では、回路定数を同一とした下で、リアクトル電流 I_{L1} の平均値同士および I_{L2} の平均値同士が同じになるようにシミュレーション条件が

10

20

30

40

50

定められている。

【0507】

図73(b)のリアクトル電流 I_{L1} のピークトゥピーク値(リップル成分)は、図73(a)のリアクトル電流 I_{L1} のリップル成分よりも抑制されていることが、両者の比較から理解される。同様に、リアクトル電流 I_{L2} についても、図73(b)の方が、図73(a)よりもリップル電流振幅が抑制されている。

【0508】

図73(b)では、特に、小電流側のリアクトル電流 I_{L2} のピーク抑性に効果があることが理解される。すなわち、リアクトル電流 I_{L2} の極大点とリアクトル電流 I_{L1} の極小点とが同一タイミングとなるようにキャリア位相制御を行なうとリアクトル電流 I_{L2} のピーク抑制に効果がある。

10

【0509】

この場合には、直流電源 $B1$ 、 $B2$ の出力を制御するPWM制御において、キャリア波 $CW1$ 、 $CW2$ を、実施の形態1におけるキャリア波モード2(図14)に従って構成することによって、リアクトル電流 I_{L2} の極大点(山)とリアクトル電流 I_{L2} の極小点(谷)とが同一タイミングとなる電流位相制御を実現できる。

【0510】

図74を参照して、図74(a)には、図73(a)と同一の波形、すなわち、リアクトル $L1$ 、 $L2$ 間が磁氣的に非結合であるときのシミュレーション波形が示される。図74(b)には、リアクトル $L1$ 、 $L2$ 間が磁氣的に結合状態であるときのシミュレーション波形が示される。図74(b)では、リアクトル電流 I_{L1} の極大点とリアクトル電流 I_{L2} の極小点とが同一タイミングとなるように、すなわち、図26と同等の電流位相となるように、キャリア位相制御が適用される。なお、図74(a)、(b)の間でも、シミュレーション条件は、図73(a)、(b)と同様である。

20

【0511】

図74(b)のリアクトル電流 I_{L1} のピークトゥピーク値(リップル成分)は、図74(a)のリアクトル電流 I_{L1} のリップル成分よりも抑制されていることが、両者の比較から理解される。同様に、リアクトル電流 I_{L2} についても、図74(b)の方が、図74(a)よりもリップル電流振幅が抑制されている。

【0512】

30

図74(b)では、特に、大電流側のリアクトル電流 I_{L1} のピーク抑性に効果があることが理解される。すなわち、リアクトル電流 I_{L1} の極大点とリアクトル電流 I_{L2} の極小点とが同一タイミングとなるようにキャリア位相制御を行なうとリアクトル電流 I_{L1} のピーク抑制に効果がある。

【0513】

この場合には、直流電源 $B1$ 、 $B2$ の出力を制御するPWM制御において、キャリア波 $CW1$ 、 $CW2$ を、実施の形態1におけるキャリア波モード1(図14)に従って構成することによって、リアクトル電流 I_{L1} の極大点(山)とリアクトル電流 I_{L2} の極小点(谷)とが同一タイミングとなる電流位相制御を実現できる。この結果、簡易な制御によって、リアクトル電流のピーク値を抑制できる。

40

【0514】

これらのシミュレーション波形から、本実施の形態に従う磁気結合リアクトルでは、リアクトル $L1$ 、 $L2$ 間が磁氣的に結合するように動作させることで、リアクトル電流 I_{L1} 、 I_{L2} のリップル電流振幅を抑性、すなわち、等価的にインダクタンスを増大できることが理解される。

【0515】

さらに、図73(b)および図74(b)では、電流位相制御の適用により、リアクトル電流 I_{L1} の傾き(変化率)の符号と、リアクトル電流 I_{L2} の傾き(変化率)の符号とが異なる期間 T_m を長くし、両符号が同じである期間 T_n を短くすることができる。この結果、磁気結合リアクトルにおけるインダクタンス増大効果を高めることができる。こ

50

これらの等価的なインダクタンス増大効果により、共通化されたコア 150 を用いて 2 個のリアクトル L_1 , L_2 を一体化した複合磁気部品によって磁気結合リアクトルを構成することによって、リアクトルの小型軽量化を図ることができる。

【0516】

なお、図 73 および 74 では、リアクトル電流 I_{L1} および I_{L2} が共に正の領域 ($I_{L1} > 0$, $I_{L2} > 0$) における電流位相制御を説明した。リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} の方向 (正/負) が変化しても、同様に、実施の形態 1 およびその変形例 1 に従う PWM 制御を適用して電流位相を制御することができる。

【0517】

たとえば、 $I_{L1} < 0$ かつ $I_{L2} < 0$ の場合には、リアクトル電流 I_{L1} による磁界の方向と、リアクトル電流 I_{L2} による磁界の方向との相対的な関係は、 $I_{L1} > 0$, $I_{L2} > 0$ のときと同様である。したがって、これらの動作パターンにおいても、磁脚部 152 で磁界が強め合う一方で、磁脚部 151 では磁界が弱め合う。

【0518】

リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} の極性 (正/負) が同じ場合には、 $I_{L1} > 0$, $I_{L2} > 0$ の場合でも説明したように、一方のリアクトル電流の極大点と他方のリアクトル電流の極小点とが同一タイミングとなるように電流位相を制御することによって、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} のリップル電流振幅を抑性できる。

【0519】

したがって、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} のいずれをピーク値の抑制対象とするかによって、実施の形態 1 におけるキャリア波モード 1 またはキャリア波モード 2 (図 14) を選択的に適用して電流位相制御を実行することができる。これにより、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} のピーク値を抑制できる。

【0520】

これに対して、リアクトル電流 I_{L1} および I_{L2} の方向 (正/負) が異なる場合 ($I_{L1} > 0$, $I_{L2} < 0$ 、または、 $I_{L1} < 0$, $I_{L2} > 0$) には、リアクトル電流 I_{L1} による磁界の方向と、リアクトル電流 I_{L2} による磁界の方向との相対的な関係は、図 63 , 64 等で説明したのと反対である。

【0521】

したがって、図 63 および図 64 で説明したのとは反対に、磁脚部 151 で磁界が強め合う一方で、磁脚部 152 では磁界が弱め合う。この場合には、一方のリアクトル電流の極大点と他方のリアクトル電流の極大点とが同一タイミングとなるように、あるいは、一方のリアクトル電流の極小点と他方のリアクトル電流の極小点とが同一タイミングとなるように電流位相を制御することによって、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} のリップル電流振幅を抑性することができる。これにより、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} のピーク値を抑制できる。

【0522】

したがって、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} のいずれをピーク値の抑制対象とするかによって、実施の形態 1 におけるキャリア波モード 3 またはキャリア波モード 4 (図 14) を選択的に適用して電流位相制御を実行することができる。これにより、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} のピーク値を抑制できる。

【0523】

このように、磁気結合リアクトル 100 の磁気結合モード (飽和領域) での動作においても、電力変換器 6 , 7 の動作状態である、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} の方向 (正/負) に応じて、実施の形態 1 に示したキャリア波パターンを適切に切替えた PWM 制御を行うことにより、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} のリップル電流振幅およびピーク値を抑制するための電流位相制御を、簡易な制御処理によって実行することができる。この際にも、リアクトル電流 I_{L1} , I_{L2} の変化に応じてキャリア波モードを切替える場合には、実施の形態 1 の変形例に説明したように、図 18 または図 21 に従って遷移周期 205 (図 16 , 図 19) 遷移周期 205 を設けることができる。

10

20

30

40

50

【 0 5 2 4 】

以上説明したように、電源システム 5 C に対しても、実施の形態 1 およびその変形例 1 に従う、のこぎり波を用いた P W M 制御を適用することができる。ここで、電源システム 5 C は、電力変換器 6 , 7 の各スイッチング素子 Q 1 ~ Q 4 においてリアクトル電流 I L 1 , I L 2 の経路が直接重ならない構成を有していない。しかしながら、電源システム 5 C においても、コア 1 5 0 を介してリアクトル電流 I L 1 , I L 2 によって生じる磁束同士が干渉する構成であるため、実施の形態 1 およびその変形例に従う P W M 制御を適用して、リアクトル電流 I L 1 , I L 2 の位相を制御することによって、簡易な制御処理によって性能が向上することができる。

【 0 5 2 5 】

10

以上から、本実施の形態 1 およびその変形例 1 で説明した、のこぎり波を用いた P W M 制御は、リアクトル電流同士が重なることによって直接作用し合う構成を有する電源システムと、リアクトル電流が磁束を介して間接的に作用し合う構成の電源システムの両方に対して適用することが可能である。

【 0 5 2 6 】

(磁気結合リアクトルの構成の変形例)

次に、磁気結合リアクトルの構成の変形例について説明する。

【 0 5 2 7 】

図 7 5 には、変形例に従う磁気結合リアクトル 1 0 0 の概略的な外観が斜視図によって示される。

20

【 0 5 2 8 】

図 7 5 を参照して、実施の形態 2 に従う磁気結合リアクトル 1 0 0 は、コア 1 5 0 と、巻線 1 2 1 a , 1 2 1 b , 1 2 2 a とを含む。巻線 1 2 1 a および 1 2 1 b は、巻線 1 2 1 a および 1 2 1 b と同様に、電氣的に直列接続されて、リアクトル L 1 のコイルを構成する。巻線 1 2 2 a は、リアクトル L 2 のコイルを構成する。磁気結合リアクトル 1 0 0 においても、リアクトル L 1 を構成する巻線 1 2 1 a , 1 2 1 b と、リアクトル L 2 を構成する巻線 1 2 2 a とは、共通のコア 1 5 0 の別個の部位にそれぞれ巻回されている。

【 0 5 2 9 】

図 7 6 は、図 7 5 に示された磁気結合リアクトルのコア 1 5 0 の外観を示す平面図である。

30

【 0 5 3 0 】

図 7 6 を参照して、コア 1 5 0 は、円環形状の外形部位と、外形部位から円環の中心に向かって延在する磁脚部 1 5 1 ~ 1 5 3 とを有する。磁脚部 1 5 1 ~ 1 5 3 は、円環の中心部で一体化される。すなわち、コア 1 5 0 では、外形部位および中心部位によって、磁気結合リアクトル 1 0 0 の磁脚部 1 5 4 と同様の磁脚部 1 5 4 が形成される。磁脚部 1 5 1 ~ 1 5 3 には、ギャップ 1 6 1 ~ 1 6 3 が設けられる。

【 0 5 3 1 】

磁脚部 1 5 1 ~ 1 5 3 は、コア 1 5 0 における巻線 1 2 1 a , 1 2 1 b , 1 2 2 a の巻回部位に相当する。一方で、磁脚部 1 5 4 は、コア 1 5 0 における巻線の非巻回部位に相当し、巻線が巻回された磁脚部 1 5 1 ~ 1 5 3 の間に磁気経路を形成するように機能する。

40

【 0 5 3 2 】

図 7 7 は、実施の形態 2 に従う磁気結合リアクトルにおける各巻線の巻回態様を説明するための概略的な平面図である。

【 0 5 3 3 】

図 7 7 を参照して、端子 2 0 1 および 2 0 2 の間にリアクトル電流 I L 1 が流される。導線 1 2 1 c によって、巻線 1 2 1 a および 1 2 1 b の間は、電氣的に直列接続される。図 7 0 には、図 6 0 および図 6 1 等と同様に、 $I L 1 > 0$, $I L 2 > 0$ のときの電流方向が示される。

50

【0534】

リアクトル電流 I_L1 が巻線 121a および巻線 121b を流れることによって、巻線 121a から磁界 211 が生じるとともに、巻線 121b から磁界 212 が生じる。この結果、磁界 211 は、円環中心側を N 極とし、円環外周側を S 極とする方向を有する。一方で、磁界 212 は、円環外周側を N 極とし、円環中心側を S 極とする方向を有する。すなわち、リアクトル電流 I_L1 の通流によって、巻線 121a , 121b からそれぞれ発生される磁界 211 , 212 は、互いに反対方向であり、図 6 に示された磁界 211 および 212 と同様に、コア 150 内で、磁脚部 151 および 152 を含む一巡経路を形成する。このような磁界方向が実現されるように、導線 121c は、巻線 121a および 121b の間に接続される。

10

【0535】

さらに、端子 203 および 204 の間に、リアクトル電流 I_L2 が流される（図 30 では、 $I_L1 > 0$, $I_L2 > 0$ ）。これにより、巻線 122a からは磁界 213 が発生される。磁界 213 は、円環中心側を N 極とし、円環外周側を S 極とする方向を有する。すなわち、同一方向のリアクトル電流 I_L1 , I_L2 によって、巻線 122a が生じる磁界 213 は、巻線 121a からの磁界 211 とは同じ方向である一方で、巻線 121b からの磁界 212 とは逆の方向である。

【0536】

このように、磁気結合リアクトル 100 における、リアクトル電流 I_L1 , I_L2 の通流による磁脚部 151 ~ 153 での磁気的な挙動は、磁気結合リアクトル 100 の磁脚部 151 ~ 153 と同様である。すなわち、実施の形態 2 に従う磁気結合リアクトル 100 において、磁脚部 151 は「第 1 の磁脚部」に対応し、磁脚部 152 は「第 2 の磁脚部」に対応する。また、磁脚部 153 は「第 3 の磁脚部」に対応する。

20

【0537】

このように、変形例に従う磁気結合リアクトル 100 は、磁気結合リアクトル 100 と同様に、リアクトル電流 I_L1 , I_L2 に応じて、リアクトル L1 および L2 が非磁気結合モードおよび磁気結合モードの両方で動作することができる。

【0538】

したがって、磁気結合リアクトル 100 についても、図 57 に示された電源システム 5C において、磁気結合リアクトル 100 に代えて使用することが可能である。磁気結合リアクトル 100 によってリアクトル L1 , L2 を構成した場合においても、実施の形態 1 およびその変形例 1 に示した PWM 制御を適用して、リアクトル電流の位相を簡易に制御することができる。

30

【0539】

なお、特許文献 1 にも記載されるように、実施の形態 1 に従う電源システム 5A の電力変換器 50 , 50 において、リアクトル L1 , L2 を実施の形態 3 で説明した磁気結合リアクトル 100 , 100 によって構成することも可能である。同様に、実施の形態 2 に従う電源システム 5B においても、電力変換器 10 , 11 , 12a ~ 14a , 12b ~ 14b において、リアクトル L1 , L2 を実施の形態 3 で説明した磁気結合リアクトル 100 , 100 によって構成することも可能である。

40

【0540】

また、電源システム 5A ~ 5C 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。

【0541】

さらに、2 個の直流電源および 2 個のリアクトルを含む電力変換器であれば、本実施の形態で例示した回路構成に限定されることなく、実施の形態 1 およびその変形例 1 に従う、のこぎり波を用いた PWM 制御を適用して各直流電源からの出力を制御することにより

50

、リアクトル電流の位相を簡易に制御することが可能である。

【 0 5 4 2 】

なお、実施の形態 1 ～ 3 および変形例では、各電力変換器の構成例について、スイッチング素子およびリアクトルの接続関係を図示して説明したが、各電力変換器の構成要素が、これらの素子のみに限定されることを意味するものではない。すなわち、本実施の形態において、構成要素同士が「電氣的に接続される」との記載は、両要素間に他の回路要素やコネクタ端子が存在し、当該他の回路要素を経由して上記構成要素間に電氣的な接続が確保されることを含むものとする。

【 0 5 4 3 】

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 5 4 4 】

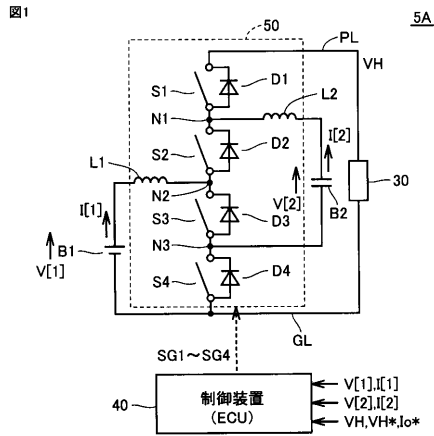
5 A, 5 B, 5 C 電源システム、6, 7, 10, 11, 12 a, 12 b, 13 a, 13 b, 14 a, 14 b, 50, 50 電力変換器、30 負荷、32 インバータ、35 モータジェネレータ、36 動力伝達ギヤ、37 駆動輪、40 制御装置、91, 92 電圧源、100 磁気結合リアクトル、120 ~ 126, 130, 131, 191 ~ 198 電流経路、121 a, 121 a, 121 b, 121 b, 122 a, 122 a 巻線、121 c 導線、150, 150 コア、151 ~ 154, 151 ~ 154 磁脚部、161 ~ 163, 161 ~ 163 ギャップ、201 ~ 204, 201 ~ 204 端子、205 遷移周期、221 ~ 223, 221 ~ 223 磁束、301, 302, 303 動作点、305 磁化曲線、310 線形領域、500, 510 出力制御部、502, 512 偏差演算部、505, 515 PI 制御部、507, 517 加算部、550 PWM 制御部、560 キャリア波発生部、B1, B2 直流電源、GL, PL 電力線、CH 平滑コンデンサ、CW, CW1, CW2 キャリア波、D1 ~ D4, D11 ~ D14, D11 ~ D14 ダイオード、DT, DT1, DT2 デューティ比、DTa, DTb 変換デューティ比、Dff1, Dff2 フィードフォワード制御量、I[1], I[2] 電流(直流電源)、I 最大電流、I1 電流指令値、I1, Io 電流指令値、IL, IL1, IL2 リアクトル電流、L1, L2 リアクトル、N1, N2, N3, N11, N12 ノード、Pls, Pls0, Pls1, Pls2, Pls3 導通損失、Q1 ~ Q5, Q5a, Q5b, Q1 ~ Q4, S1 ~ S4 電力用半導体スイッチング素子(スイッチング素子)、QB5 双方向スイッチ、RTW 逆相三角波、SD1, SD2 制御パルス信号、SG1 ~ SG4, SQ1 ~ SQ5, SQ5a, SQ5b, SQ1 ~ SQ4 制御信号(スイッチング素子)、STD 下りのこぎり波、STU 上りのこぎり波、TW 三角波、Tcy 周期(キャリア波)、V[1], V[2] 電圧(直流電源)、VH* 電圧指令値、VH 直流電圧(出力電圧)、VL1, VL2 リアクトル電圧。

10

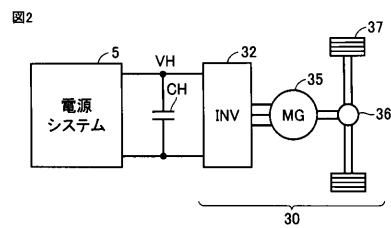
20

30

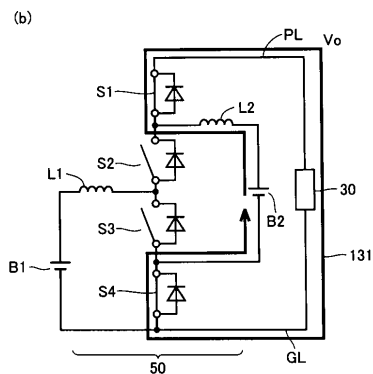
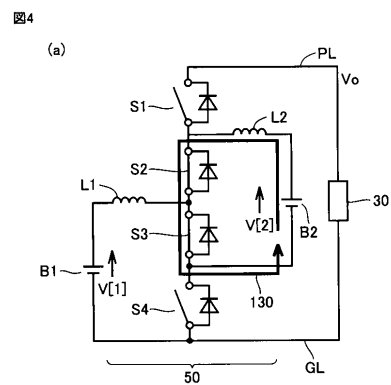
【図 1】



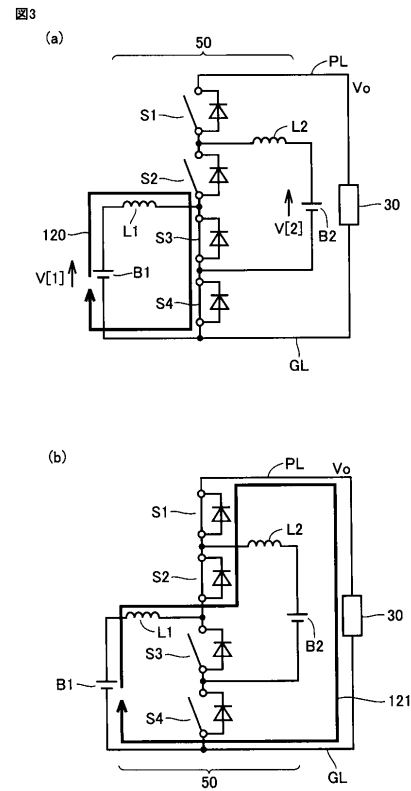
【図 2】



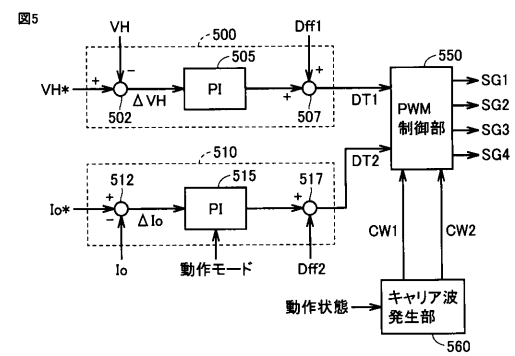
【図 4】



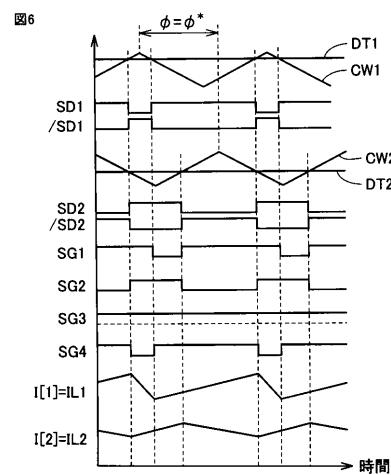
【図 3】



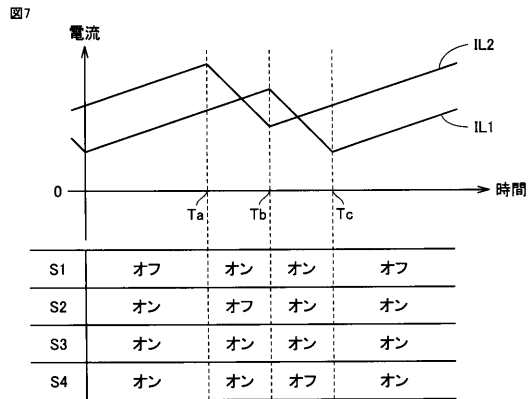
【図 5】



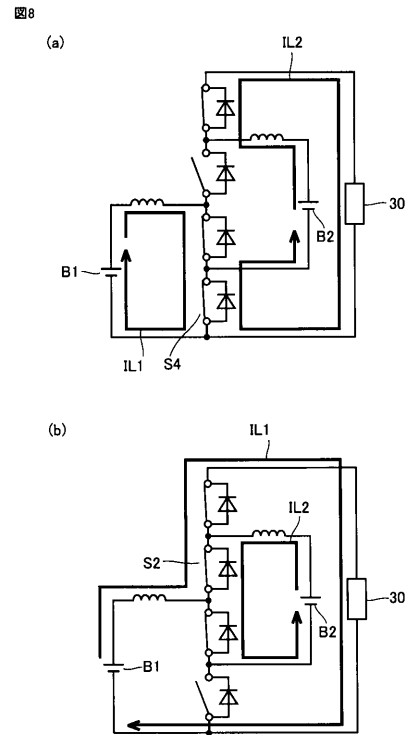
【図 6】



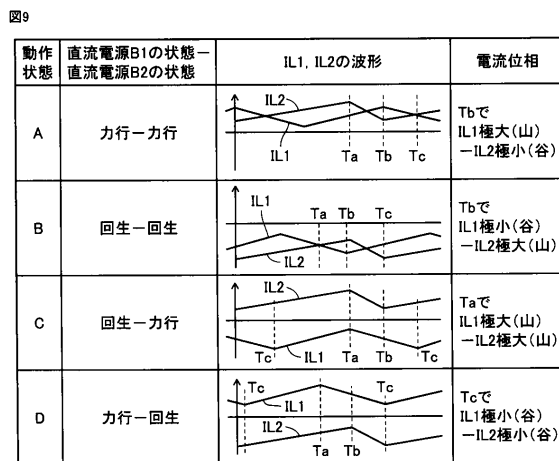
【図 7】



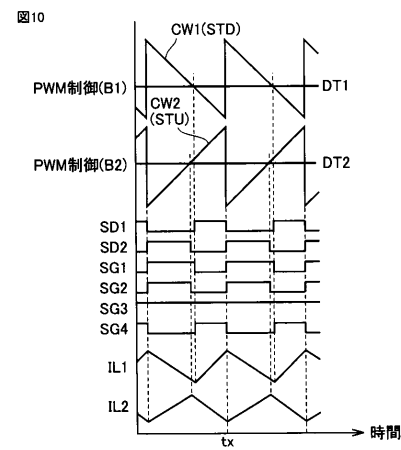
【図 8】



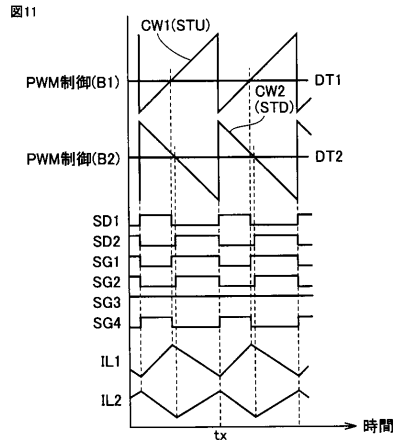
【図 9】



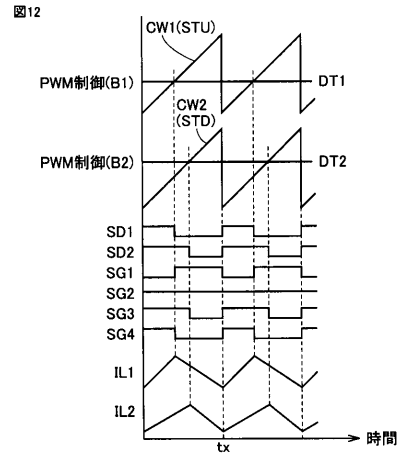
【図 10】



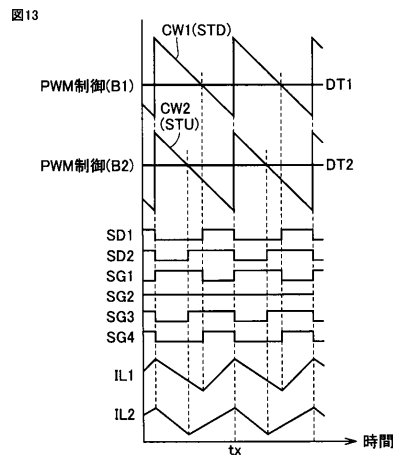
【図 1 1】



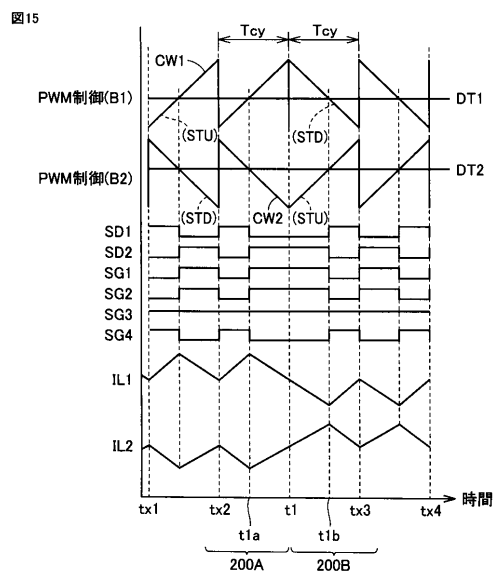
【図 1 2】



【図 1 3】



【図 1 5】



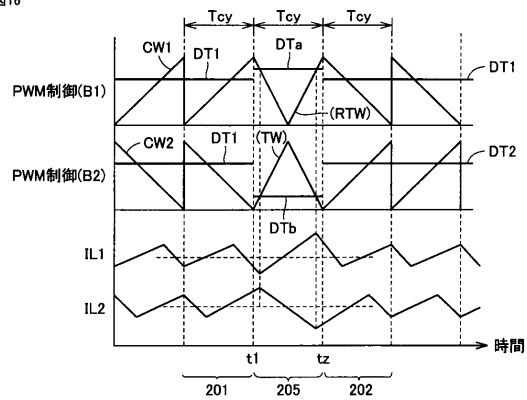
【図 1 4】

図14

キャリア波モード	CW1	CW2	IL1	IL2
1	下り	上り	極大(山)	極小(谷)
2	上り	下り	極小(谷)	極大(山)
3	上り	上り	極小(谷)	極小(谷)
4	下り	下り	極大(山)	極大(山)

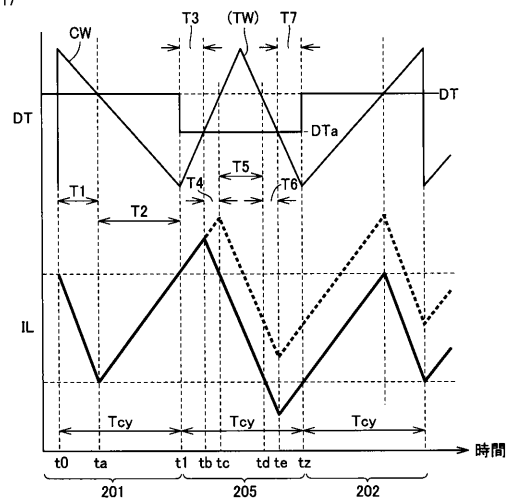
【図 16】

図16



【図 17】

図17



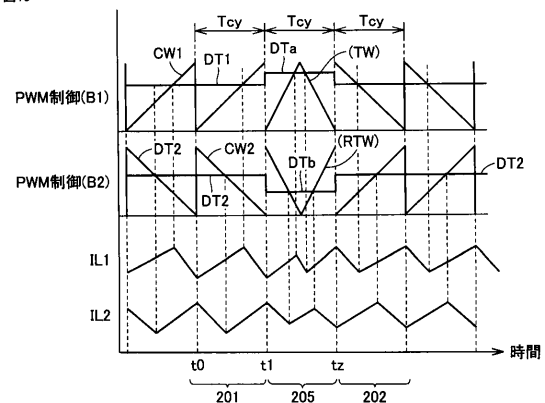
【図 18】

図18

切替モード	CW1	CW2	DT1#	DT2#
12	三角波	逆相三角波	$(DT1)^2$	$1-(1-DT2)^2$
13	三角波	上り	$(DT1)^2$	DT2
14	下り	逆相三角波	DT1	$1-(1-DT2)^2$
21	逆相三角波	三角波	$1-(1-DT1)^2$	$(DT2)^2$
23	上り	三角波	DT1	$(DT2)^2$
24	逆相三角波	下り	$1-(1-DT1)^2$	DT2
31	逆相三角波	上り	$1-(1-DT1)^2$	DT2
32	上り	逆相三角波	DT1	$1-(1-DT2)^2$
34	逆相三角波	逆相三角波	$1-(1-DT1)^2$	$1-(1-DT2)^2$
41	下り	三角波	DT1	$(DT2)^2$
42	三角波	下り	$(DT1)^2$	DT2
43	三角波	三角波	$(DT1)^2$	$(DT2)^2$

【図 19】

図19



【図 20】

図20

切替モード	CW1	CW2	DT1#	DT2#
12	逆相三角波	三角波	$1-(1-DT1)^2$	$(DT2)^2$
13	逆相三角波	上り	$1-(1-DT1)^2$	DT2
14	下り	三角波	DT1	$(DT2)^2$
21	三角波	逆相三角波	$(DT1)^2$	$1-(1-DT2)^2$
23	上り	逆相三角波	DT1	$1-(1-DT2)^2$
24	三角波	下り	$(DT1)^2$	DT2
31	三角波	上り	$(DT1)^2$	DT2
32	上り	三角波	DT1	$(DT2)^2$
34	三角波	三角波	$(DT1)^2$	$(DT2)^2$
41	下り	逆相三角波	DT1	$1-(1-DT2)^2$
42	逆相三角波	下り	$1-(1-DT1)^2$	DT2
43	逆相三角波	逆相三角波	$1-(1-DT1)^2$	$1-(1-DT2)^2$

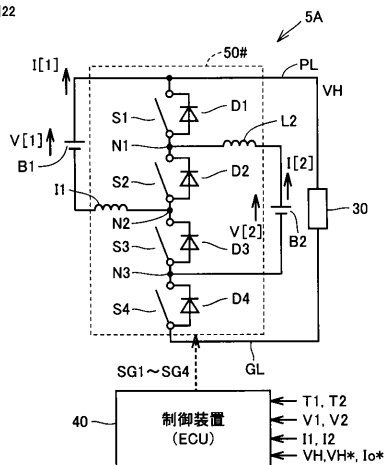
【図 21】

図21

動作モード	使用電源	出力電圧	S1	S2	S3	S4
PB	B1およびB2	$VH \rightarrow VH^*$	PWM制御			
SB	B1およびB2	$VH \rightarrow VH^*$	PWM制御			
aB	B1のみ	$VH \rightarrow VH^*$	PWM制御			
bB	B2のみ	$VH \rightarrow VH^*$	PWM制御			
PD	B1およびB2	$VH=V1=V2$	オン	オン	オフ	オン
SD	B1およびB2	$VH=V1+V2$	オン	オフ	オン	オフ
aD	B1のみ	$VH=V1$ ($V1 > V2$)	オン	オン	オフ	オフ
bD	B2のみ	$VH=V2$ ($V2 > V1$)	オン	オフ	オフ	オン

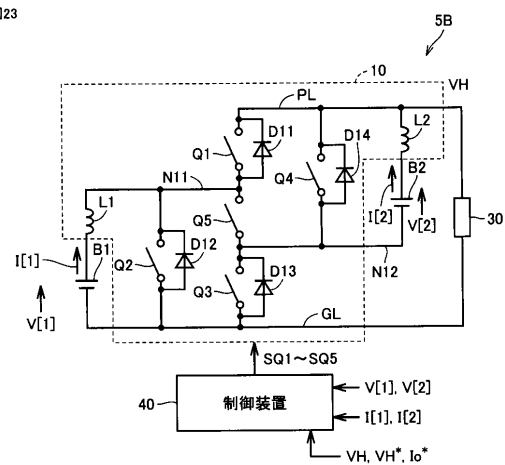
【図 22】

図22



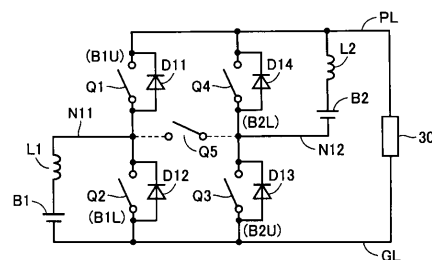
【図 23】

図23



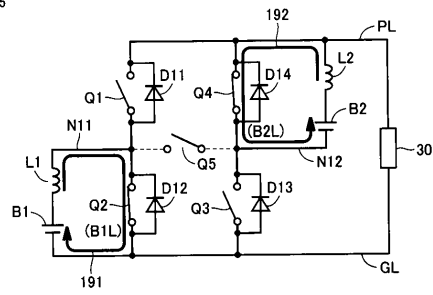
【図 24】

図24



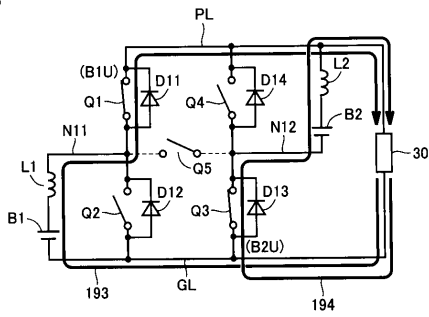
【図 25】

図25



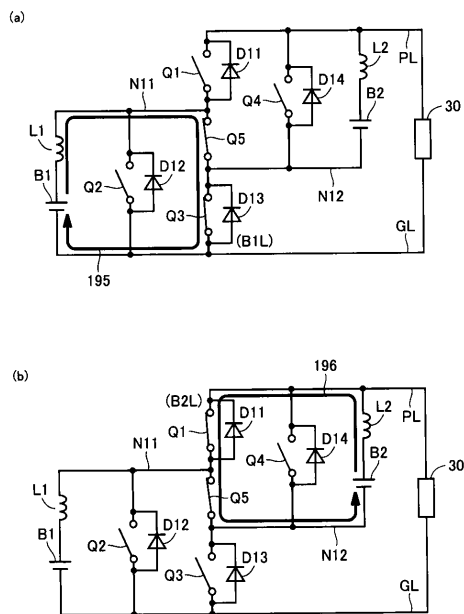
【図 26】

図26



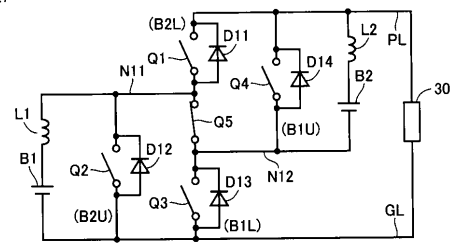
【図 28】

図28



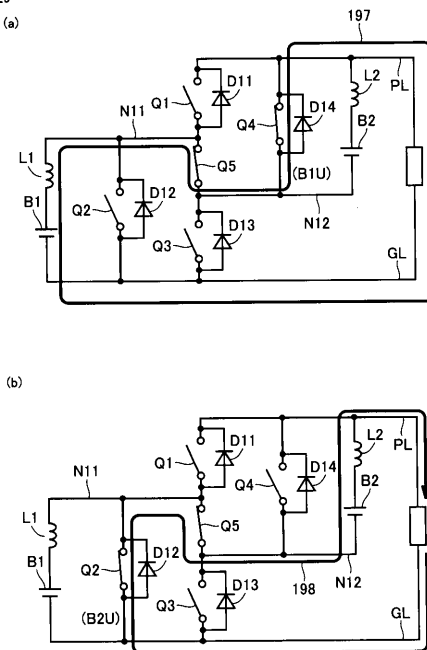
【図 27】

図27



【図 29】

図29



【図30】

図30

		Q1	Q2	Q3	Q4	Q5
第1アーム (Q5:オフ)	B1上(B1U)オン	オン	(オフ)	—	—	—
	B1下(B1L)オン	(オフ)	オン	—	—	—
	B2上(B2U)オン	—	—	オン	(オフ)	—
	B2下(B2L)オン	—	—	(オフ)	オン	—
第2アーム (S5:オン)	B1上(B1U)オン	—	—	(オフ)	オン	オン
	B1下(B1L)オン	—	—	オン	(オフ)	オン
	B2上(B2U)オン	(オフ)	オン	—	—	オン
	B2下(B2L)オン	オン	(オフ)	—	—	オン

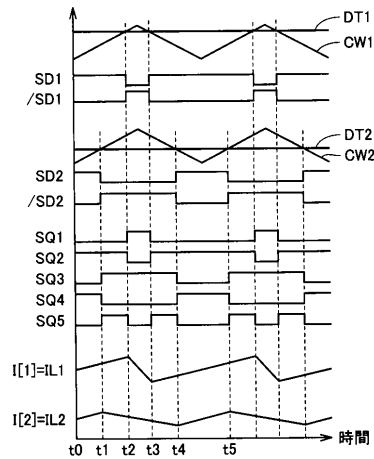
【図31】

図31

	ゲート論理式
SQ1	/SD1
SQ2	SD1
SQ3	/SD2
SQ4	SD2
SQ5	SD1 XOR SD2

【図32】

図32



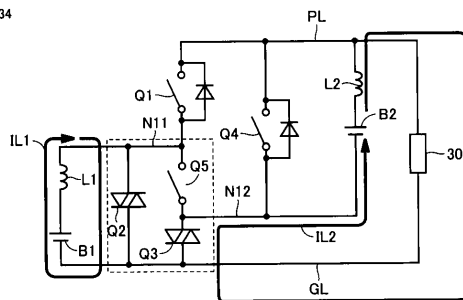
【図33】

図33

SD1	SD2	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5
H (I[1]増)	L (I[2]減)	オフ	オン	オン	オフ	オン
H (I[1]増)	H (I[2]増)	オフ	オン	オフ	オン	オフ
L (I[1]減)	H (I[2]増)	オン	オフ	オフ	オン	オン
L (I[1]減)	L (I[2]減)	オン	オフ	オン	オフ	オフ

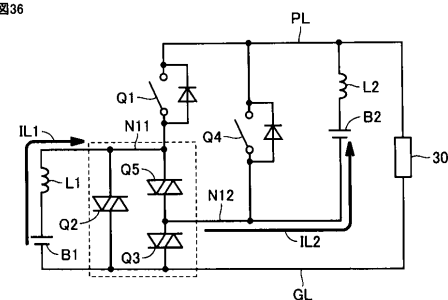
【図34】

図34



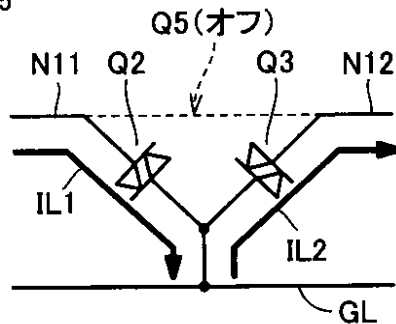
【図36】

図36



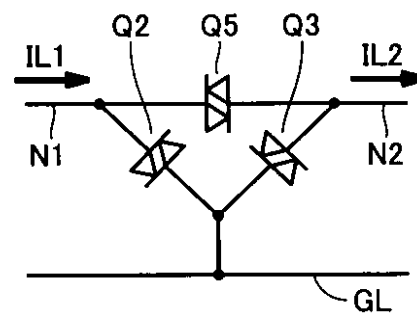
【図35】

図35



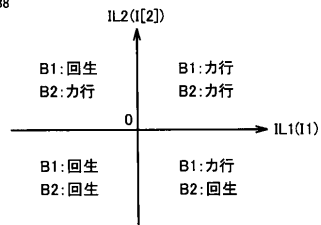
【図37】

図37



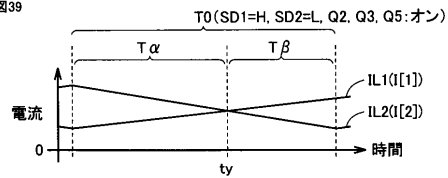
【図38】

図38



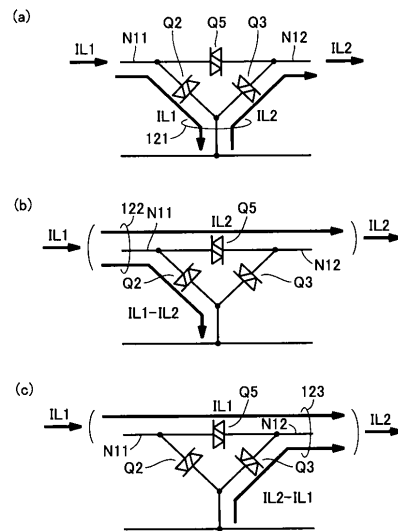
【図39】

図39



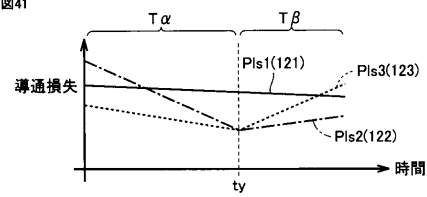
【図40】

図40



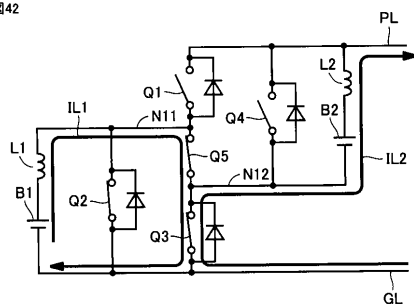
【図41】

図41



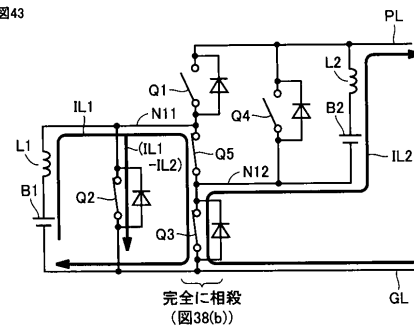
【図42】

図42



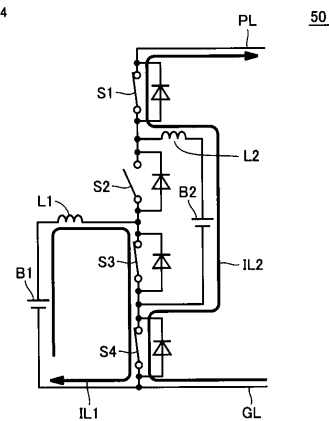
【図43】

図43



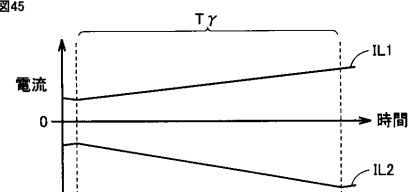
【図44】

図44



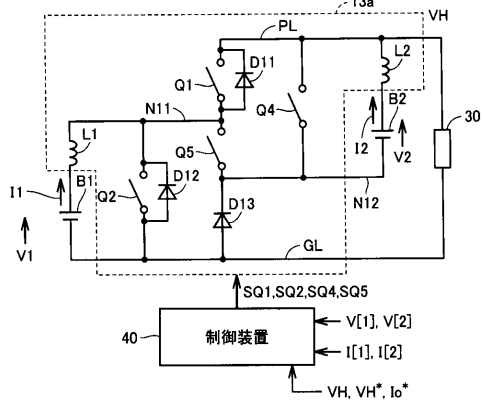
【図45】

図45



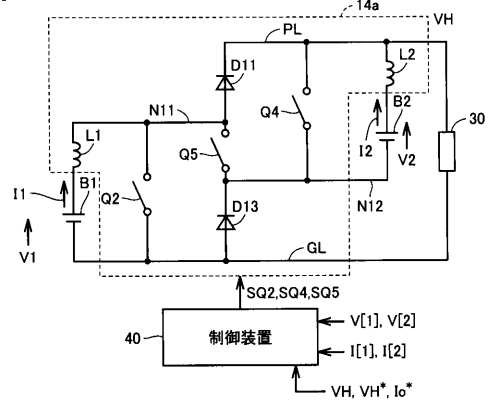
【 図 5 2 】

图52



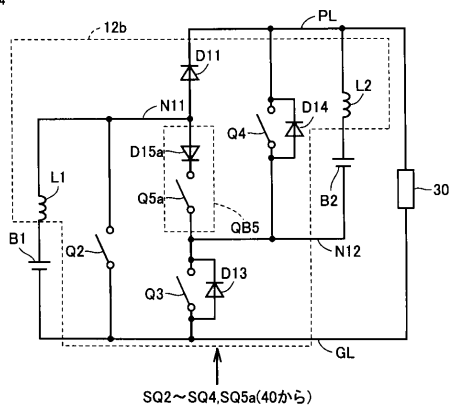
【 図 5 3 】

53



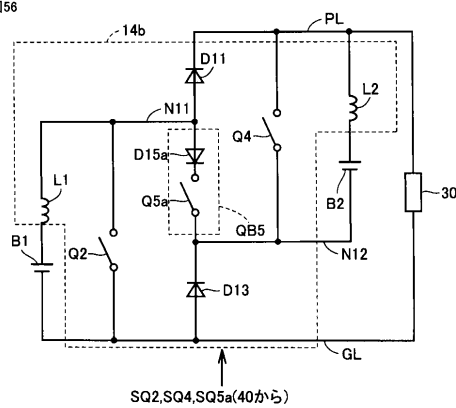
【 図 5 4 】

图 54



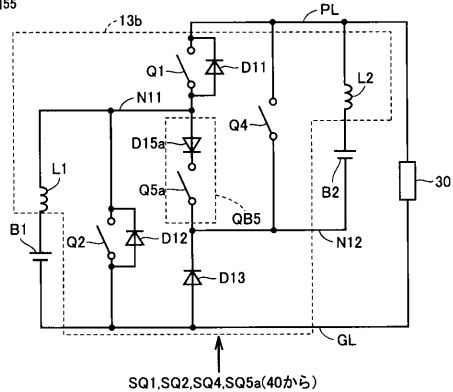
【 図 5 6 】

图 56



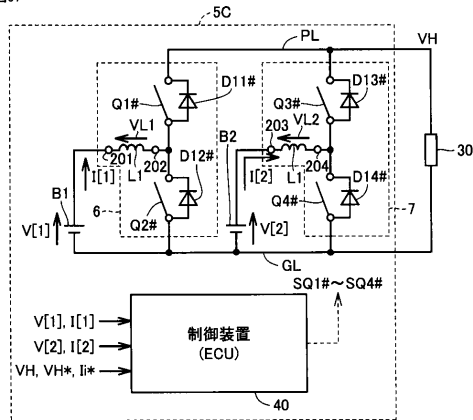
【 図 5 5 】

图55



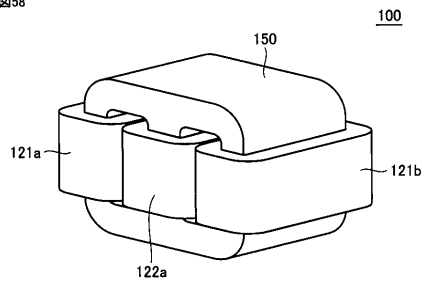
【図 57】

図57



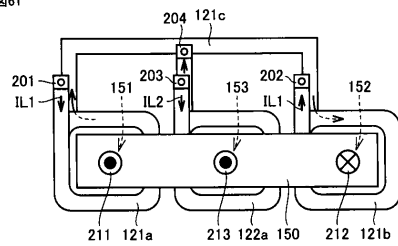
【図 58】

図58



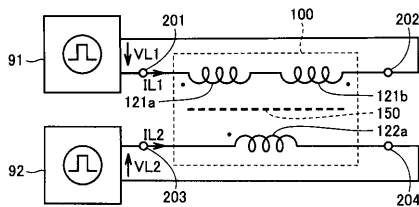
【図 61】

図61



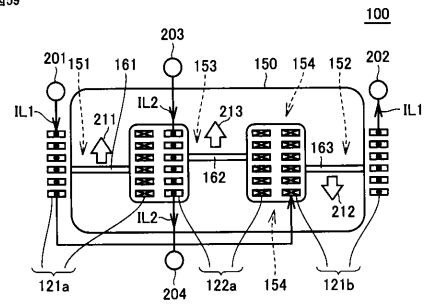
【図 62】

図62



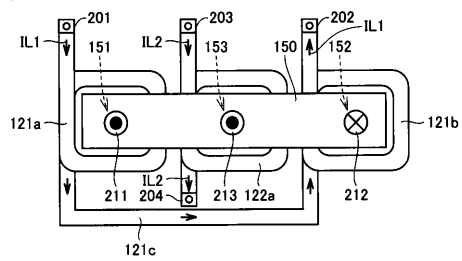
【図 59】

図59



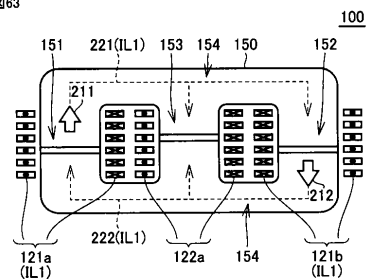
【図 60】

図60



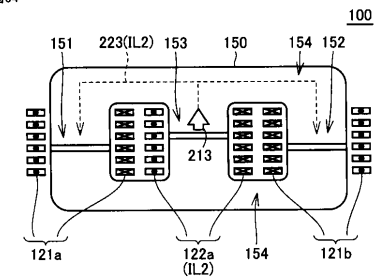
【図 63】

図63



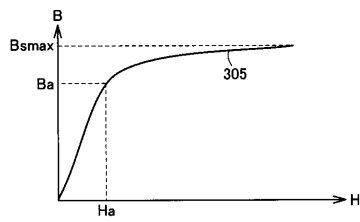
【図 64】

図64



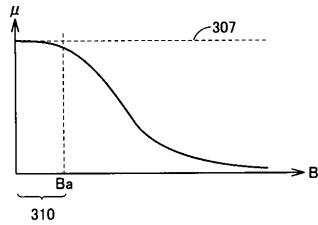
【図 65】

図65



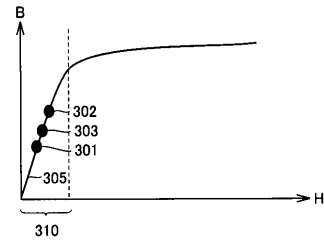
【図 66】

図66



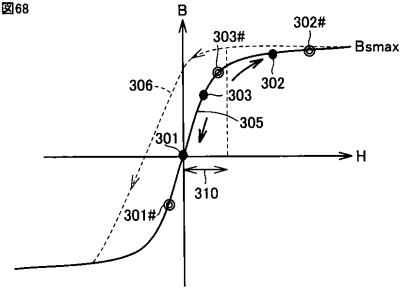
【図 67】

図67



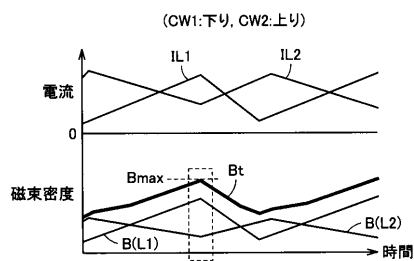
【図 68】

図68



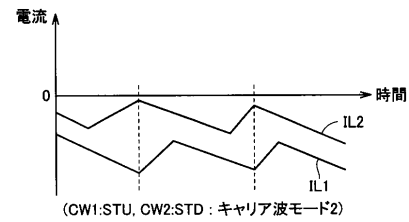
【図 69】

図69



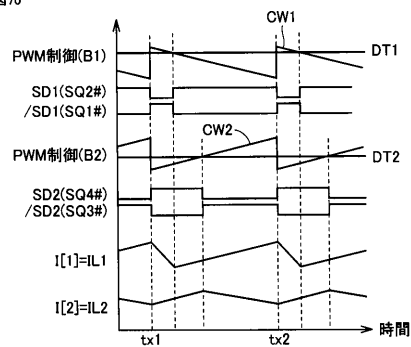
【図 71】

図71



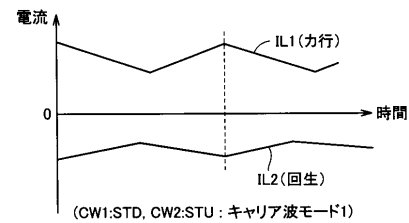
【図 70】

図70



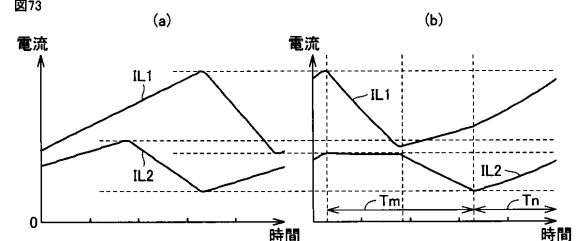
【図 72】

図72

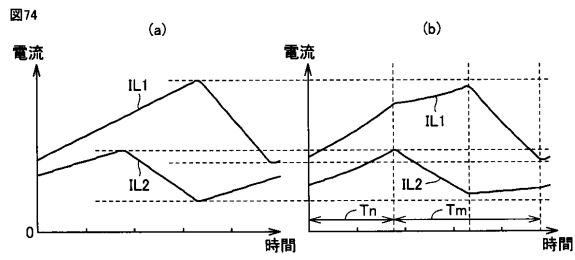


【図 73】

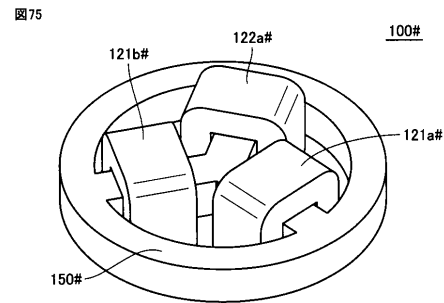
図73



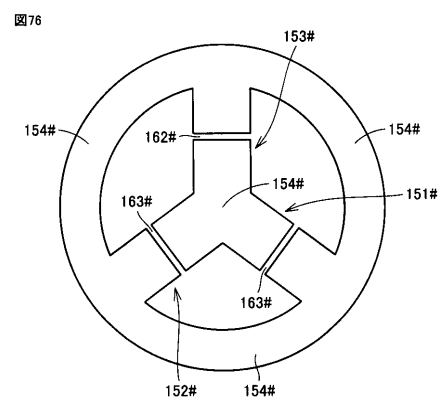
【図74】



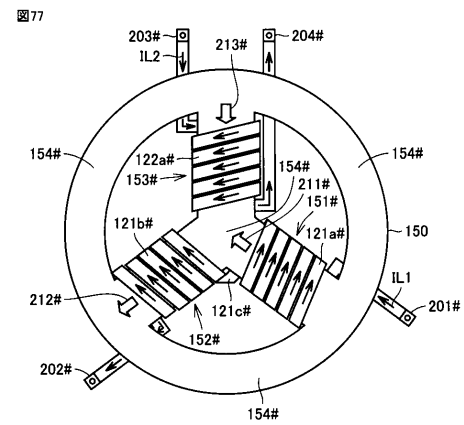
【図75】



【図76】



【図77】



フロントページの続き

- (72)発明者 石垣 将紀
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 戸村 修二
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 高松 直義
愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内
- (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 佐藤 匡

- (56)参考文献 特開2015-50902(JP,A)
特開2013-198246(JP,A)
特開2013-13234(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 3/155