

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号

特許第7001896号

(P7001896)

(45)発行日 令和4年1月20日(2022.1.20)

(24)登録日 令和4年1月4日(2022.1.4)

(51)国際特許分類

H 0 2 M 3/155(2006.01)

F I

H 0 2 M

3/155

K

H 0 2 M

3/155

G

請求項の数 4 (全15頁)

(21)出願番号 特願2017-217769(P2017-217769)
(22)出願日 平成29年11月10日(2017.11.10)
(65)公開番号 特開2019-92242(P2019-92242A)
(43)公開日 令和1年6月13日(2019.6.13)
審査請求日 令和2年10月14日(2020.10.14)

(73)特許権者 000002945
オムロン株式会社
京都府京都市下京区塩小路通堀川東入南
不動堂町8 0 1 番地

(73)特許権者 304021288
国立大学法人長岡技術科学大学
新潟県長岡市上富岡町1 6 0 3 - 1

(74)代理人 100123319
弁理士 関根 武彦

(74)代理人 100125357
弁理士 中村 剛

(74)代理人 100123098
弁理士 今堀 克彦

(74)代理人 100106622
弁理士 和久田 純一

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 D C - D C コンバータ

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

直流入力電圧を昇圧して直流出力電圧とするD C - D C コンバータであって、
前記直流出力電圧を出力する出力部に両端が接続され、4つのスイッチング素子が、第1
スイッチング素子、第2スイッチング素子、第3スイッチング素子及び第4スイッチング
素子の順番で直列に接続されたスイッチング回路と、
前記第1スイッチング素子と前記第2スイッチング素子との接続部と、前記第3スイッ
チング素子と前記第4スイッチング素子との接続部との間に接続されたフライングキャパシ
タと、
前記第2スイッチング素子と前記第3スイッチング素子との接続部と、前記直流入力電圧
が入力される入力部の正極との間に接続されたリアクトルと、
所定のタイミングで前記スイッチング回路における前記各スイッチング素子をオンオフさ
せる制御回路と、
を備え、
前記制御回路は、前記リアクトルに流れるリアクトル電流における最大値が所定値以下と
なるように、前記各スイッチング素子をオンオフさせ、
前記スイッチング回路における前記第1スイッチング素子と前記第2スイッチング素子が
オフし前記第3スイッチング素子と前記第4スイッチング素子がオンする第1モードと、
前記第1スイッチング素子と前記第3スイッチング素子がオフし前記第2スイッチング素
子と前記第4スイッチング素子がオンする第2モードと、前記第2スイッチング素子と前

記第 4 スイッチング素子がオフし前記第 1 スイッチング素子と前記第 3 スイッチング素子がオンする第 3 モードと、前記第 3 スイッチング素子と前記第 4 スイッチング素子がオフし前記第 1 スイッチング素子と前記第 2 スイッチング素子がオンする第 4 モードと、を有し、

前記制御回路は、前記第 1 モードにおける前記リアクトル電流の最大値が、前記スイッチング回路における各スイッチング素子の電流容量に係る電流未満となるように、前記第 1 モードの期間を決定し、前記第 2 モードと前記第 3 モードにおける前記リアクトル電流の電流時間積が同等となるように、前記第 2 モード及び前記第 3 モードの期間が決定されることを特徴とする DC - DC コンバータ。

【請求項 2】

前記第 2 モードにおける前記リアクトル電流の値として、前記第 1 モードにおける前記リアクトル電流の最大値が継続されることを特徴とする請求項 1 に記載の DC - DC コンバータ。

【請求項 3】

前記リアクトル電流が前記スイッチング回路側から前記入力部側に流れる場合には、前記リアクトル電流を零とする、電流不連続モードが適用されることを特徴とする、請求項 1 または 2 に記載の DC - DC コンバータ。

【請求項 4】

請求項 1 から 3 のいずれか一項に記載の DC - DC コンバータと、前記 DC - DC コンバータの出力を交流に変換するインバータ回路と、を備えるパワーコンディショナ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、DC - DC コンバータに関する。

【背景技術】

【0002】

従来より、太陽光発電等の発電装置向けパワーコンディショナにおいては、発電装置の直流電圧を DC - DC コンバータにより昇圧し、インバータ回路によって交流に変換して出力するものがある。図 11 には、上記のようなパワーコンディショナに適用可能な一般的な昇圧チョッパ型の DC - DC コンバータ 50 の回路図を示す。この DC - DC コンバータ 50 は、入力電圧 V_{in} を昇圧チョッパ 53 で昇圧するもので、リアクトル 52 に磁気エネルギーを貯留し、当該磁気エネルギーを再び電気エネルギーに変えて放出することで入力電圧を昇圧する。図 11 に示したような一般的な昇圧チョッパ型 DC - DC コンバータ（以下、単純に「昇圧チョッパ」ともいう。）50 においては、リアクトル 52 が装置体積及びコストに及ぼす影響が大きいと、リアクトル 52 の小型化に対する要求は高まっている。

【0003】

ここで、リアクトル電流 I_L の制御方式としては、電流連続モード（以下、CCM（Continuous Current Mode）ともいう）と電流不連続モード（以下、DCM（Discontinuous Current Mode）ともいう）がある。CCM は、平均電流が小さい軽負荷時には電流波形の一部が負の値となる場合がある一方、DCM は、平均電流が小さい軽負荷時には電流波形を不連続波形とし電流が負の値とはしないモードであり、軽負荷時には DCM の方が高い効率を得ることができる。よって、DCM を採用することで、CCM 使用時と比較して小さい平均電流によって高効率な駆動が可能のため、昇圧のためのリアクトルを小型化することが可能である。

【0004】

しかしながら、DCM を採用した場合でも、重負荷時も含めた電流波形のピーク値を大幅に低減することは困難であるため、昇圧チョッパとして、比較的電流容量の大きなスイッチング素子が必要となっていた。また、リアクトルの更なる小型化の制限にもなっていた

10

20

30

40

50

。このことは、装置の小型化、低コスト化を妨げる場合があった。

【先行技術文献】

【特許文献】

【 0 0 0 5 】

【文献】特開 2 0 1 3 - 1 9 2 3 8 3 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 6 】

本発明は、上記のような問題に鑑みてなされたものであり、その目的は、D C - D C コンバータにおいて小電流容量のリアクトルやスイッチング素子を使用可能とし、装置の大きさまたは装置コストの低減が可能な技術を提供することである。

10

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 7 】

上記の課題を解決するための本発明は、直流入力電圧を昇圧して直流出力電圧とする D C - D C コンバータであって、

前記直流出力電圧を出力する出力部に両端が接続され、4つのスイッチング素子が、第1スイッチング素子、第2スイッチング素子、第3スイッチング素子及び第4スイッチング素子の順番で直列に接続されたスイッチング回路と、

前記第1スイッチング素子と前記第2スイッチング素子との接続部と、前記第3スイッチング素子と前記第4スイッチング素子との接続部との間に接続されたフライングキャパシタと、

20

前記第2スイッチング素子と前記第3スイッチング素子との接続部と、前記直流入力電圧が入力される入力部の正極との間に接続されたりアクトルと、

所定のタイミングで前記スイッチング回路における前記各スイッチング素子をオンオフさせる制御回路と、

を備え、

前記制御回路は、前記リアクトルに流れるリアクトル電流における最大値が所定値以下となるように、前記各スイッチング素子をオンオフさせることを特徴とする D C - D C コンバータである。

【 0 0 0 8 】

30

ここで、本発明に係る D C - D C コンバータは、フライングキャパシタを備えているため、スイッチング回路における各スイッチング素子のオンオフタイミングを適宜調整することで、1スイッチング周期内のリアクトル電流の最大値を制御することが可能である。そして、本発明においては、制御回路は、前記リアクトル電流の最大値が所定値以下となるように、前記各スイッチング素子をオンオフさせることとした。よって、本発明によれば、D C - D C コンバータを構成する各素子（リアクトルやスイッチング回路を構成するスイッチング素子を含む）に過大な電流が流れることを抑制でき、電流容量の小さい素子を選択することが可能となる。その結果、装置の大きさや装置コストを低減することが可能となり、また、装置の信頼性を向上させることが可能となる。

【 0 0 0 9 】

40

また、本発明においては、前記スイッチング回路における前記第1スイッチング素子と前記第2スイッチング素子がオフし前記第3スイッチング素子と前記第4スイッチング素子がオンする第1モードと、前記第1スイッチング素子と前記第3スイッチング素子がオフし前記第2スイッチング素子と前記第4スイッチング素子がオンする第2モードと、前記第2スイッチング素子と前記第4スイッチング素子がオフし前記第1スイッチング素子と前記第3スイッチング素子がオンする第3モードと、前記第3スイッチング素子と前記第4スイッチング素子がオフし前記第1スイッチング素子と前記第2スイッチング素子がオンする第4モードと、を有し、

前記制御回路は、前記第1モードにおける前記リアクトル電流の最大値が、前記スイッチング回路における各スイッチング素子の電流容量に係る電流未満となるように、前記第1

50

モードの期間を決定するようにしてもよい。

【 0 0 1 0 】

ここで、本発明における第 1 モードは、リアクトルに対する充電モードであり、第 1 モードにおけるリアクトル電流の最大値は、スイッチング周期における第 1 モードのデューティに比例する。よって、第 1 モードにおけるリアクトル電流の最大値が、スイッチング素子の電流容量に係る電流未満となるように、第 1 モードの期間を決定すれば、より確実に、リアクトルや、スイッチング回路の各スイッチング素子として、より電流容量の低い素子を使用することが可能となり、装置の大きさ及び、装置コストを低減することが可能となる。

【 0 0 1 1 】

また、本発明においては、前記第 2 モードと前記第 3 モードにおける前記リアクトル電流の電流時間積が同等となるように、前記第 2 モード及び前記第 3 モードの期間が決定されるようにしてもよい。

【 0 0 1 2 】

ここで、本発明における第 2 モードは、フライングキャパシタに対する充電モードであり、第 3 モードは、フライングキャパシタからの放電モードである。よって、第 2 モードと第 3 モードにおけるリアクトル電流の電流時間積を同等とすれば、フライングキャパシタに流れる電流の時間積を 1 スwitchング周期内で零とすることが可能となる。その結果、本発明の DC - DC コンバータにおいて、第 1 モード～第 4 モードの駆動を繰返した場合にも、フライングキャパシタの充電量を一定範囲に維持することができ、制御の連続性を担保することが可能となる。

【 0 0 1 3 】

また、本発明においては、前記第 2 モードにおける前記リアクトル電流の値として、前記第 1 モードにおける前記リアクトル電流の最大値が継続されるようにしてもよい。そうすれば、第 2 モードにおいては、リアクトル電流の値は第 1 モード終了時の値（第 1 モードにおける最大値）から変化しない。よって、第 1 モードにおけるリアクトル電流の最大値を、スイッチング回路における各スイッチング素子の電流容量に係る電流未満とすることで、さらに確実に、1 スwitchング周期内におけるリアクトル電流の最大値を、リアクトルや、スイッチング回路における各スイッチング素子の電流容量に係る電流未満にできる。その結果、さらに確実に、前記スイッチング回路における各スイッチング素子として、より電流容量の低い素子を使用することが可能となり、装置の大きさ及び、装置コストを低減することが可能となる。

【 0 0 1 4 】

また、本発明においては、前記リアクトル電流が前記スイッチング回路側から前記入力部側に流れる場合には、前記リアクトル電流を零とする、電流不連続モードが適用されるようにしてもよい。そうすれば、特に低負荷時における効率を向上させることが可能となる。

【 0 0 1 5 】

また、本発明は、上記の DC - DC コンバータと、前記 DC - DC コンバータの出力を交流に変換するインバータ回路と、を備えるパワーコンディショナであってもよい。

【 0 0 1 6 】

なお、本発明においては、上記の課題を解決するための手段を可能な範囲において、組み合わせ使用することができる。

【発明の効果】

【 0 0 1 7 】

本発明によれば、DC - DC コンバータにおいて小電流容量のリアクトルやスイッチング素子を使用可能とし、装置の大きさまたは装置コストを低減することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 8 】

【図 1】本発明の実施例における DC - DC コンバータを含む発電システムを示すブロック図である。

10

20

30

40

50

【図 2】本発明の実施例におけるフライングキャパシタ型 DC - DC コンバータの回路図である。

【図 3】電流連続モードの電流波形を説明するための図である。

【図 4】電流不連続モードの電流波形を説明するための図である。

【図 5】本発明の実施例におけるスイッチング周期中の 4 つのモードの状態について説明するための図である。

【図 6】本発明の実施例におけるスイッチング周期中のリアクトル電流波形を示すグラフである。

【図 7】本発明の実施例におけるスイッチング周期中のモード 1 における最大電流値及び、デューティ比を決定するための波形決定ルーチンのフローチャートである。

10

【図 8】従来の昇圧チョッパ回路におけるリアクトル電流波形と、本発明の実施例におけるフライングキャパシタ型 DC - DC コンバータにおけるリアクトル電流波形のシミュレーション結果である。

【図 9】従来の昇圧チョッパ回路におけるリアクトル電流波形と、本発明の実施例におけるフライングキャパシタ型 DC - DC コンバータにおけるリアクトル電流波形の伝送電力とリプル比との関係を示すグラフである。

【図 10】本発明の実施例におけるフライングキャパシタ型 DC - DC コンバータにおける、重負荷時、臨界モード、軽負荷時におけるリアクトル電流波形の例を示す図である。

【図 11】従来の昇圧チョッパ回路を示す平面図である。

【発明を実施するための形態】

20

【0019】

<適用例>

以下、本発明の適用例について、図面を参照しつつ説明する。図 1 には、本適用例におけるパワーコンディショナ 101 を備えた発電システム 100 の概略構成を示す。発電システム 100 は、太陽電池等の発電装置 102 と、発電装置 102 が接続されるパワーコンディショナ 101 とを有している。パワーコンディショナ 101 の出力は電力系統 105 あるいは不図示の負荷に接続されている。パワーコンディショナ 101 は、発電装置 102 から出力される電力を、電力系統 105 あるいは不図示の負荷への供給に適したものに变换する。なお、パワーコンディショナ 101 は、発電装置 102 の出力端から電力が入力される DC - DC コンバータ 10 と、平滑コンデンサ 106 を介して DC - DC コンバータ 10 に接続され DC - DC コンバータ 10 から出力される直流電力を交流電力に変換するインバータ回路 103 とを有している。

30

【0020】

本適用例においては、DC - DC コンバータ 10 として、図 2 に示すようなフライングキャパシタ型 DC - DC コンバータ（以下、FCC（Flying Capacitor Converter）ともいう）を採用する。FCC 10 について詳細に説明する。

【0021】

発電装置 102 の正極及び負極（不図示）は、入力部 1 における高圧側の端子及び低圧側の端子（不図示）に接続される。また、入力部 1 における高圧側の端子（正極）には昇圧用のリアクトル 2 の一端が接続される。また、スイッチング回路 3 は、その両端が出力部 5 に接続され、出力部 5 の正極側から負極側に向かって、第 1 スwitchング素子 3a、第 2 スwitchング素子 3b、第 3 スwitchング素子 3c、第 4 スwitchング素子 3d の順に直列に接続されている。第 1 スwitchング素子 3a ~ 第 4 スwitchング素子 3d の各々は、MOSFET のソースとダイオードのアノードとが接続され、MOSFET のドレインとダイオードのカソードとが接続され、MOSFET のゲートにゲート信号が入力されるようになっている。ダイオードは、MOSFET の寄生ダイオードであっても構わない。

40

【0022】

第 1 スwitchング素子 3a の一端（MOSFET のドレイン側）は出力部 5 の正極に接続されている。第 1 スwitchング素子 3a の他端（MOSFET のソース側）には第 2 スwitchング素子 3b の一端（MOSFET のドレイン側）が接続され、第 2 スwitchング素

50

子 3 b の他端 (M O S F E T のソース側) には第 3 スイッチング素子 3 c の一端 (M O S F E T のドレイン側) が接続され、第 3 スイッチング素子 3 c の他端 (M O S F E T のソース側) には第 4 スイッチング素子 3 d の一端 (M O S F E T のドレイン側) が接続されている。第 4 スイッチング素子 3 d の他端 (M O S F E T のソース側) は出力部 5 の負極に接続されている。リアクトル 2 の他端には第 2 スイッチング素子 3 b の他端 (M O S F E T のソース側) と第 3 スイッチング素子 3 c の一端 (M O S F E T のドレイン側) とが接続されている。

【 0 0 2 3 】

F C C 1 0 における、第 1 スイッチング素子 3 a と第 2 スイッチング素子 3 b との接続点と、第 3 スイッチング素子 3 c と第 4 スイッチング素子 3 d との接続点とには、フライングキャパシタ 4 が接続されている。このフライングキャパシタ 4 は、F C C 1 0 の回路内でフローティングしたキャパシタであって、複数の異なる電圧を保持し、それらの電圧の加減により出力部 5 における出力電圧 V_{dc} としてマルチレベルの出力電圧を得ることを可能としたものである。

10

【 0 0 2 4 】

制御回路 7 は、第 1 スイッチング素子 3 a ~ 第 4 スイッチング素子 3 d のゲート信号を生成し、ゲート信号を第 1 スイッチング素子 3 a ~ 第 4 スイッチング素子 3 d に出力し、第 1 スイッチング素子 3 a と第 4 スイッチング素子 3 d とを交互にオン / オフさせ、第 2 スイッチング素子 3 b と第 3 スイッチング素子 3 c とを交互にオン / オフさせることで、昇圧動作を行う。これらのスイッチング素子の制御によって、フライングキャパシタ 4 の電圧 V_{fc} を変動させ、出力部 5 における出力電圧 V_{dc} を制御する。

20

【 0 0 2 5 】

その際、制御回路 7 には、電流センサ 6 によって検出されるリアクトル電流 I_L が入力される。そして、制御回路 7 は、検出されたリアクトル電流 I_L に基づいて、リアクトル電流 I_L の値が所定の挙動を示すように第 1 スイッチング素子 3 a ~ 第 4 スイッチング素子 3 d をオンオフさせる。その際、リアクトル電流 I_L における最大値が所定の値未満となるように、第 1 スイッチング素子 3 a ~ 第 4 スイッチング素子 3 d のオンオフ時間を制御する。このような制御により、第 1 スイッチング素子 3 a ~ 第 4 スイッチング素子 3 d として電流容量の定格の低いスイッチング素子を用いることができるようにする。

【 0 0 2 6 】

30

なお、上記の適用例における発電装置 1 0 2 とは特に太陽電池に限定されない。例えば風力発電装置や地熱発電装置など他の原理に基づく発電装置であってもよいし、蓄電池などのバッテリー装置であってもよい。また、上記の適用例では、スイッチング回路 3 を構成するスイッチング素子として M O S F E T を例示したが、その他のスイッチング素子が使用可能であることは当然である。例えば、バイポーラトランジスタや絶縁ゲートバイポーラトランジスタ (I G B T) 等を用いても構わない。

【 0 0 2 7 】

< 実施例 1 (原理説明) >

次に、本発明に係る F C C 1 0 の作動原理について詳細に説明する。F C C 1 0 におけるリアクトル 2 を流れるリアクトル電流 I_L の制御方式としては、先述のように、電流連続モード (以下、C C M (Continuous Current Mode) ともいう) と電流不連続モード (以下、D C M (Discontinuous Current Mode) ともいう) が存在する。本実施例では、

40

F C C 1 0 を電流不連続モード (D C M) で駆動する。

【 0 0 2 8 】

ここではまず、簡単のため、図 1 1 に示した一般的な昇圧チョップアップ 5 0 の作動について説明する。図 3 には、一般的な昇圧チョップアップ 5 0 における C C M におけるリアクトル電流 I_L の変化のグラフを示す。図 3 (a) は重負荷時、図 3 (b) は軽負荷時についてのグラフである。図 3 (a) に示すように、重負荷時にはリアクトル電流 I_L の平均値は比較的高く、電流値は常に正となる。図 3 (b) に示すように、軽負荷時にはリアクトル電流 I

50

Lの平均値は比較的低くなり、電流が正の値の場合と負の値の場合が交互に現れるようになる。このように、CCMにおいては、電流波形の形状が一定で制御が容易という利点がある一方、電流波形のピーク値が大きいため、電流容量の大きなスイッチング素子が必要になり、また、特に軽負荷時において効率が低下する不都合がある。なお、ここで、リアクトル電流 I_L が正の値の場合というのは、入力部1側からスイッチング回路3側にリアクトル2に電流が流れる場合を示し、リアクトル電流 I_L が負の値の場合というのは、スイッチング回路3側から入力部1側にリアクトル2に電流が流れる場合を示す。

【0029】

次に、DCMについて説明する。図4には、図11に示した昇圧チョッパ50においてDCMを適用した場合のリアクトル電流 I_L の変化を示す。図4(a)から図4(c)になるにつれ、重負荷時から、より負荷が低い場合について示している。図4(a)に示すように、重負荷時には、CCMの場合と同様、リアクトル電流 I_L の平均値は比較的高く、電流は常に正の値となる。図4(b)には、図4(a)の場合と比較してリアクトル電流 I_L の平均値が若干小さく、電流の最小値が略零となる状態について示す。この状態を臨界モードと呼び、平均電流値 $I_{ave} = I_L / 2$ の関係が維持される。

【0030】

図4(c)には、臨界モードよりもリアクトル電流 I_L の平均値が小さい軽負荷時について示す。DCMにおいては、軽負荷時にはリアクトル電流 I_L の平均値は低くなるが、電流は負の値にはしない。すなわち、CCMにおいて電流が負の値になった期間においては、電流値を零にする。このことで、電流値が不連続となる。DCMの利点として軽負荷時の効率が改善することが挙げられるが、電流の値によって制御方法を切換えたり補償したりする必要が生じ、制御が複雑になるという不都合もある。また、この場合でも重負荷時の電流波形のピーク値はCCMの場合と同じであるため、電流容量の大きなスイッチング素子が必要になるという不都合も残る。

【0031】

それに対し、本実施例では、図2に示したFCC10に対して、DCMを適用するとともに、リアクトル電流 I_L の波形がマルチレベルとなるように制御(以下、「マルチレベル制御」ともいう。)することで、電流波形のピーク値がより低い値となるように調整することとした。

【0032】

図5には、本実施例におけるマルチレベル制御の動作モードを示す。図5に示すように、マルチレベル制御では、モード1～モード4までの4つのモードを用いてリアクトル2に流れるリアクトル電流 I_L を制御する。モード1～モード4における第1スイッチング素子3a～第4スイッチング素子3dのON/OFFパターンを表1に示す。なお、本実施例におけるモード1～モード4は、第1モード～第4モードに相当する。

【表1】

	Mode I	Mode II	Mode III	Mode IV
SW1	OFF	OFF	ON	ON
SW2	OFF	ON	OFF	ON
SW3	ON	OFF	ON	OFF
SW4	ON	ON	OFF	OFF

【0033】

なお、図5及び表1に示すように、本実施例では、電流ピーク値を抑制するために、モード1、モード2、モード3、モード4の順番にモードを変更する。また、その際、入力電圧 V_{in} 、出力電圧 V_{dc} 、フライングキャパシタ4の電圧 V_{fc} は下記の式(1)及び式(2)を満たす必要がある。

$$V_{in} = V_{dc} / 2 \cdots \cdots (1)$$

$$V_{fc} = V_{in} \cdots \cdots (2)$$

また、上記のマルチレベル制御において回路動作の連続性を確保するために、フライングキャパシタ4に流れる電流の時間積がモード1～モード4までの1スイッチング周期でゼロとならなくてはならない。従って、モード2とモード3におけるリアクトル電流 I_L の

電流時間積が等しくなるようにデューティを設定する必要がある。

【 0 0 3 4 】

図 6 には、本実施例におけるマルチレベル制御で得られるリアクトル電流 I_L の波形の例を示す。図 6 は、臨界モードでの制御を前提としており、 T_{sw} はモード 1 ~ モード 4 からなるスイッチング周期である。また、 $D_1 \sim D_4$ は各モードのデューティである。また、 I_{pk1} はモード 1 における電流最大値である。

【 0 0 3 5 】

図 7 には、図 6 に示すマルチレベル制御の電流波形を決定する際の波形決定ルーチンのフローチャートを示す。本ルーチンが実行されると、まず、ステップ S 1 0 1 において、以下に示す式 (3) によって、 D_1 の値を決定する。

$$D_1 = I_{pk1} \times L / (V_{in} \times T_{sw}) \cdots \cdots (3)$$

ここで、電流 I_{pk1} の値は、スイッチング素子の電流容量との関係で予め決定され、スイッチング周期 T_{sw} は、伝送電力、効率、回路部品 (定数) 、制御応答のバランスから総合的に決定される。なお、周期 T_{sw} を適切に選択することで、臨界モードとすることが可能である。ステップ S 1 0 1 の処理が終了するとステップ S 1 0 2 に進む。

【 0 0 3 6 】

ステップ S 1 0 2 においては、 D_2 と D_3 の値が、モード 2 とモード 3 の電流時間積の値が同じになるように決定される。ステップ S 1 0 2 の処理が終了するとステップ S 1 0 3 に進む。

【 0 0 3 7 】

ステップ S 1 0 3 においては、平均電流値 I_{ave} と、スイッチング周期 T_{sw} から伝送電力 P を算出する。ステップ S 1 0 3 の処理が終了するとステップ S 1 0 4 に進む。

【 0 0 3 8 】

ステップ S 1 0 4 では、ステップ S 1 0 3 において算出された伝送電力 P が所望の値となるように、 I_{ave} 及び I_{pk1} を調整する。

【 0 0 3 9 】

次に、図 8 においては、本実施例におけるマルチレベル制御のシミュレーション結果の一例を示す。図 8 (a) は、図 1 1 に示した昇圧チョッパ 5 0 による臨界モードにおけるリアクトル電流 I_L の波形であり、スイッチング周波数 $f_{swBC} = 42.8 \text{ kHz}$ としている。一方、図 8 (b) は、図 2 に示した FCC 1 0 による臨界モードにおけるリアクトル電流 I_L の波形であり、スイッチング周波数 $f_{swFCC} = 30 \text{ kHz}$ としている。また、図 8 (a) 及び図 8 (b) のシミュレーション波形において、伝送電力 $P = 1.5 \text{ kW}$ 、 $V_{dc} = 350 \text{ V}$ 、 $V_{fc} = V_{in} = 150 \text{ V}$ 、 $L = 100 \mu\text{H}$ と共通の条件としている。

【 0 0 4 0 】

図 8 (a) に示すように、昇圧チョッパ 5 0 においては、臨界モードで、電流波形のピーク値は、 20 A 程度と大きくなっている。一方、図 8 (b) に示す、FCC 1 0 のマルチレベル制御では、1 スwitchング周期中のリアクトル電流 I_L は台形状に制御され、電流波形のピーク値を 15 A 以下と小さくすることが可能となっている。なお、図 8 (b) に示す例では、モード 2 において、モード 1 におけるリアクトル電流 I_L の最大値が継続されている。これにより、モード 1 におけるリアクトル電流 I_L の最大値を抑えることで、より容易または確実に、1 スwitchング周期中のリアクトル電流 I_L のピーク値を抑えられるようになっている。ここで、モード 2 におけるリアクトル電流 I_L の傾き A は、 $A = (V_{in} - V_{fc}) / L$ と定義される (L はリアクトル 2 のリアクタンス)。よって、モード 2 において、モード 1 におけるリアクトル電流 I_L の最大値を継続する (電流の傾きを零とする) ためには、 $V_{in} = V_{fc}$ の条件を満足させればよい。なお、 $V_{in} < V_{fc}$ の条件を満足させることで、第 2 モードにおけるリアクトル電流 I_L の傾き A をマイナスとし、モード 2 においてリアクトル電流 I_L を減少させ、モード 1 におけるリアクトル電流 I_L の最大値より小さくすることも可能である。

【 0 0 4 1 】

図 9 には、両回路方式による臨界モードにおける電流ピーク値の比較結果を示す。図 9 の

横軸は伝送電力 P 、縦軸は $(I_{peak} \times V_{in}) / P$ で示される電流リプル比である。なお、ここで I_{peak} は、図 8 (a) においては三角波における頂点の電流値に相当する。また、図 8 (b) においては、モード 1 における電流の最大点の電流値 ($= I_{pk1}$) に相当する。図 9 より、伝送電力 P が同一の場合、昇圧比 α が大きくなると電流リプル比が大きくなり、平均電流値 I_{ave} に対する電流ピーク I_{peak} の比が大きくなることが分かる。

【 0 0 4 2 】

これは、昇圧比 α が大きくなると、リアクトルへの充電モードであるモード 1 の期間 D_1 が長くなり、電流ピーク値が大きくなることに起因する。また、図 9 中、両回路方式における昇圧比 $\alpha = 2.33$ の場合の曲線を比較して分かるように、昇圧比 α が同一の場合は、伝送電力 P が小さくなると、昇圧チョッパ 50 と、FCC10 との電流ピーク値の差が大きくなる傾向が見られた。図 9 より、今回の昇圧比 α 及び伝送電力 P の範囲においては、両回路構成における伝送電力 P 及びリアクトルが同じ条件となる場合、昇圧チョッパ 50 に比較して FCC10 では、電流リプル比を最大 38.3% 低減できることが分かった。これにより、リアクトル 2 及び、スイッチング回路 3 の各スイッチング素子 3a ~ 3d の電流容量を可及的に低減することができ、装置の大きさや装置コストを大幅に低減することが可能となる。

10

【 0 0 4 3 】

なお、上記のシミュレーションは臨界モードで行ったが、本発明は臨界モードでない重負荷時や軽負荷時にも適用可能である。図 10 には、本実施例における制御を、重負荷時、臨界モード、軽負荷時にそれぞれ適用した場合の波形のイメージを示す。図 10 (a) は重負荷時、図 10 (b) は臨界モード、図 10 (c) は軽負荷時に適用した場合の電流波形である。

20

【 0 0 4 4 】

重負荷時または軽負荷時に本発明を適用する場合にも、入力電圧 V_{in} と出力電圧 V_{dc} が変化しなければ、スイッチング周波数を変化させて臨界モードとした上で、マルチレベル制御を行っても構わない。リアクトル電流 I_L の波形を臨界モードとすることで、単純な電流制御方法によって、リアクトル電流 I_L のピーク値を可及的に低く抑えることが可能となる。

【 0 0 4 5 】

上記の実施例で説明した内容は本発明の例示に過ぎない。上記の実施例で例示した内容の他、本発明の趣旨を逸脱しない範囲で、実施例の内容を適宜変更が可能なことは当然である。例えば、図 8 (b) で示したマルチレベル制御では、モード 2 においては、モード 1 におけるリアクトル電流 I_L のピーク値を維持し、電流波形が台形となるようにしたが、マルチレベル制御における電流波形の形状は必ずしも台形でなくてもよい。図 6 または図 10 に示したように、モード 2 においてリアクトル電流 I_L の値が変化するようにしても構わない。

30

【 0 0 4 6 】

また、例えば、上記の実施例では、実際のリアクトル電流 I_L を電流センサ 6 で検出し、検出値が例えば図 7 の波形決定ルーチンで決められた値となるように、制御回路 7 によってフィードバック制御することを前提としたが、電流センサ 6 で実際のリアクトル電流 I_L を検出せず、設計値に基づいて制御回路 7 がスイッチング回路 3 における各スイッチング素子 3a ~ 3d のオンオフをオープン制御しても構わない。さらに、入力電流の平均値 $I_{ave} (= P / V_{in})$ を用いてフィードバック制御することで、リアクトル電流 I_L を制御しても構わない。

40

【 0 0 4 7 】

また、上記の適用例及び実施例においては、制御回路 7 は、DC - DC コンバータ 10 が備える構成としたが、インバータ回路 103 におけるスイッチング素子の制御回路も含めてパワーコンディショナ 101 が備える構成としてもよい。

【 0 0 4 8 】

なお、以下には本発明の構成要件と実施例の構成とを対比可能とするために、本発明の構

50

成要件を図面の符号付きで記載しておく。

< 発明 1 >

直流入力電圧を昇圧して直流出力電圧とする DC - DC コンバータ (1 0) であって、前記直流出力電圧を出力する出力部 (5) に両端が接続され、4つのスイッチング素子が、第1スイッチング素子 (3 a)、第2スイッチング素子 (3 b)、第3スイッチング素子 (3 c) 及び第4スイッチング素子 (3 d) の順番で直列に接続されたスイッチング回路 (3) と、

前記第1スイッチング素子 (3 a) と前記第2スイッチング素子 (3 b) との接続部と、前記第3スイッチング素子 (3 c) と前記第4スイッチング素子 (3 d) との接続部との間に接続されたフライングキャパシタ (4) と、

前記第2スイッチング素子 (3 b) と前記第3スイッチング素子 (3 c) との接続部と、前記直流入力電圧が入力される入力部 (1) の正極との間に接続されたリアクトル (2) と、

所定のタイミングで前記スイッチング回路における前記各スイッチング素子をオンオフさせる制御回路 (7) と、

を備え、

前記制御回路 (7) は、前記リアクトルに流れるリアクトル電流における最大値が所定値以下となるように、前記各スイッチング素子 (3 a ~ 3 d) をオンオフさせることを特徴とする DC - DC コンバータ。

< 発明 2 >

前記スイッチング回路 (3) における前記第1スイッチング素子 (3 a) と前記第2スイッチング素子 (3 b) がオフし前記第3スイッチング素子 (3 c) と前記第4スイッチング素子 (3 d) がオンする第1モードと、前記第1スイッチング素子 (3 a) と前記第3スイッチング素子 (3 c) がオフし前記第2スイッチング素子 (3 b) と前記第4スイッチング素子 (3 d) がオンする第2モードと、前記第2スイッチング素子 (3 b) と前記第4スイッチング素子 (3 d) がオフし前記第1スイッチング素子 (3 a) と前記第3スイッチング素子 (3 c) がオンする第3モードと、前記第3スイッチング素子 (3 c) と前記第4スイッチング素子 (3 d) がオフし前記第1スイッチング素子 (3 a) と前記第2スイッチング素子 (3 b) がオンする第4モードと、を有し、

前記制御回路 (7) は、前記第1モードにおける前記リアクトル電流の最大値が、前記スイッチング回路 (3) における各スイッチング素子 (3 a ~ 3 d) の電流容量に係る電流未満となるように、前記第1モードの期間を決定することを特徴とする、発明 1 に係る DC - DC コンバータ。

< 発明 3 >

前記第2モードと前記第3モードにおける前記リアクトル電流の電流時間積が同等となるように、前記第2モード及び前記第3モードの期間が決定されることを特徴とする発明 2 に係る DC - DC コンバータ。

< 発明 4 >

前記第2モードにおける、前記リアクトル電流の値として、前記第1モードにおける前記リアクトル電流の最大値が継続されることを特徴とする発明 2 または 3 に係る DC - DC コンバータ。

< 発明 5 >

前記リアクトル電流が前記スイッチング回路側から前記入力部側に流れる場合には、前記リアクトル電流を零とする、電流不連続モードが適用されることを特徴とする、発明 1 から 4 のいずれかに係る DC - DC コンバータ。

< 発明 6 >

発明 1 から 5 のいずれかに係る DC - DC コンバータと、
前記 DC - DC コンバータの出力を交流に変換するインバータ回路と、
を備えるパワーコンディショナ。

【符号の説明】

10

20

30

40

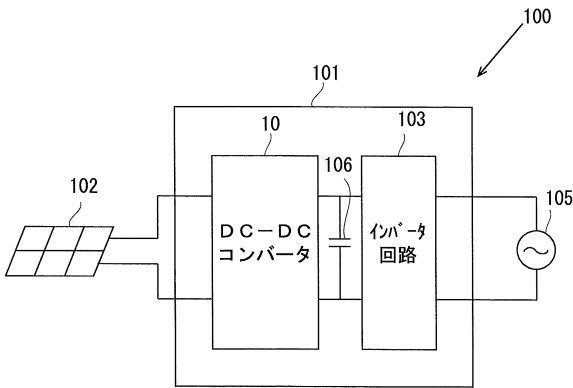
50

【 0 0 4 9 】

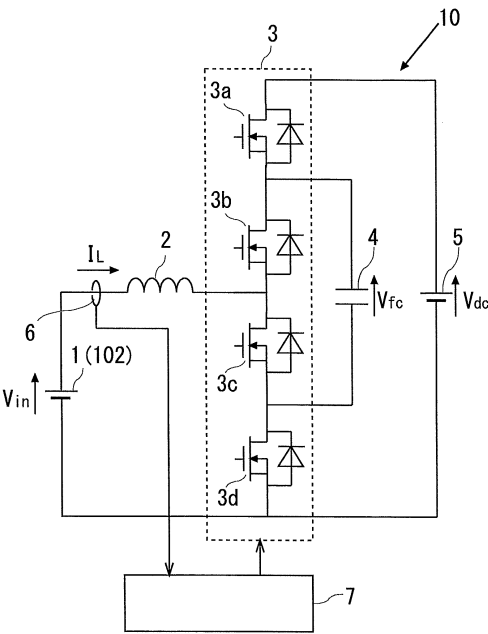
- 1 . . . 入力部
- 2 . . . リアクトル
- 3 . . . スwitching回路
- 3 a ~ 3 d . . . スwitching素子
- 4 . . . フライングキャパシタ
- 5 . . . 出力部
- 6 . . . 電流センサ
- 7 . . . 制御回路
- 1 0 . . . D C - D C コンバータ
- 5 0 . . . 昇圧チョッパ
- 1 0 0 . . . 発電システム
- 1 0 1 . . . パワーコンディショナ
- 1 0 2 . . . 発電装置
- 1 0 3 . . . インバータ回路
- 1 0 4 . . . 制御回路
- 1 0 5 . . . 系統

【 図 面 】

【 図 1 】



【 図 2 】



10

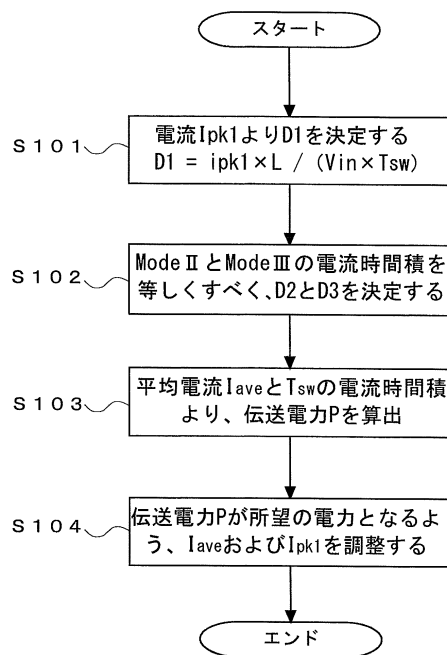
20

30

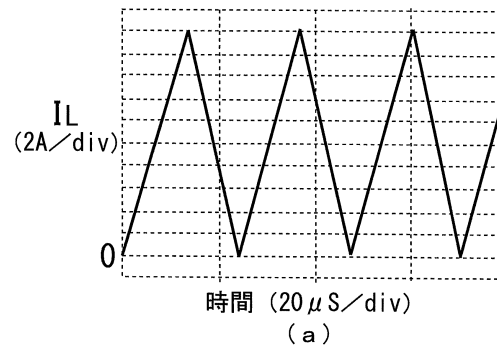
40

50

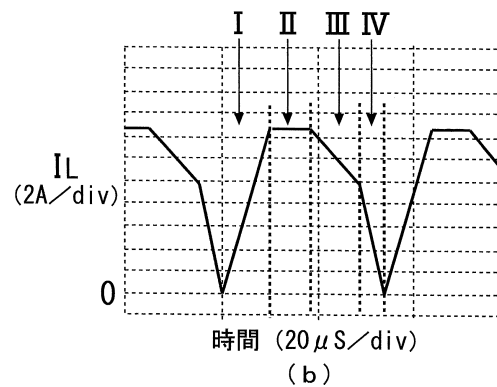
【図 7】



【図 8】

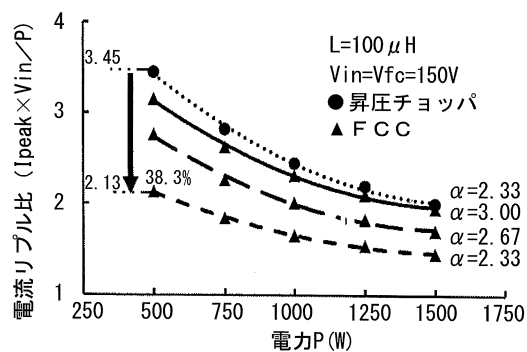


10

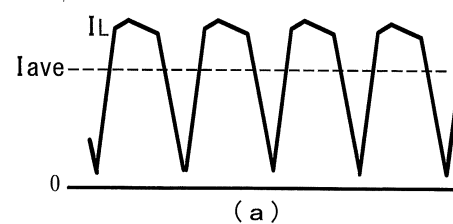


20

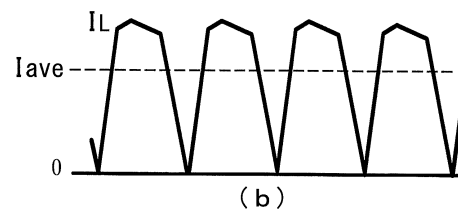
【図 9】



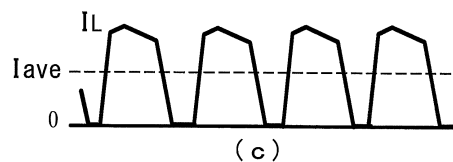
【図 10】



30

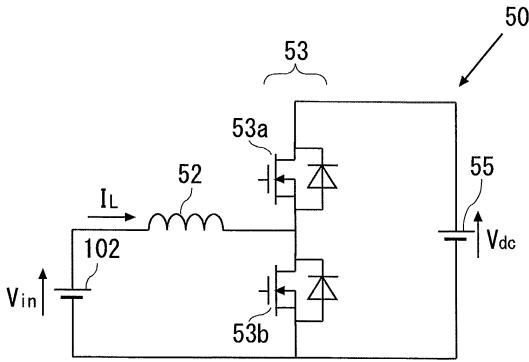


40



50

【 図 1 1 】



10

20

30

40

50

フロントページの続き

- (74)代理人 100138357
弁理士 矢澤 広伸
- (72)発明者 伊東 淳一
新潟県長岡市上富岡町 1 6 0 3 - 1 国立大学法人長岡技術科学大学内
- (72)発明者 田邊 勝隆
京都府京都市下京区塩小路通堀川東入南不動堂町 8 0 1 番地 オムロン株式会社内
- (72)発明者 船本 昭宏
京都府京都市下京区塩小路通堀川東入南不動堂町 8 0 1 番地 オムロン株式会社内
- (72)発明者 安藤 浩次
京都府京都市下京区塩小路通堀川東入南不動堂町 8 0 1 番地 オムロン株式会社内
- 審査官 栗栖 正和
- (56)参考文献 特開 2 0 1 7 - 1 6 9 3 9 3 (J P , A)
特開 2 0 1 5 - 0 1 9 4 8 0 (J P , A)
米国特許出願公開第 2 0 1 7 / 0 3 2 4 3 2 1 (U S , A 1)
特開 2 0 1 3 - 1 9 2 3 8 3 (J P , A)
- (58)調査した分野 (Int.Cl. , D B 名)
H 0 2 M 3 / 1 5 5