

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2010-246322

(P2010-246322A)

(43) 公開日 平成22年10月28日(2010.10.28)

(51) Int.Cl.
H02M 3/07 (2006.01)F I
H02M 3/07テーマコード (参考)
5H730

審査請求 未請求 請求項の数 11 O L (全 37 頁)

(21) 出願番号 特願2009-94524 (P2009-94524)
(22) 出願日 平成21年4月9日(2009.4.9)(71) 出願人 000006013
三菱電機株式会社
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(74) 代理人 100094916
弁理士 村上 啓吾
(74) 代理人 100073759
弁理士 大岩 増雄
(74) 代理人 100093562
弁理士 児玉 俊英
(74) 代理人 100088199
弁理士 竹中 孝生
(72) 発明者 浦壁 隆浩
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三
菱電機株式会社内

最終頁に続く

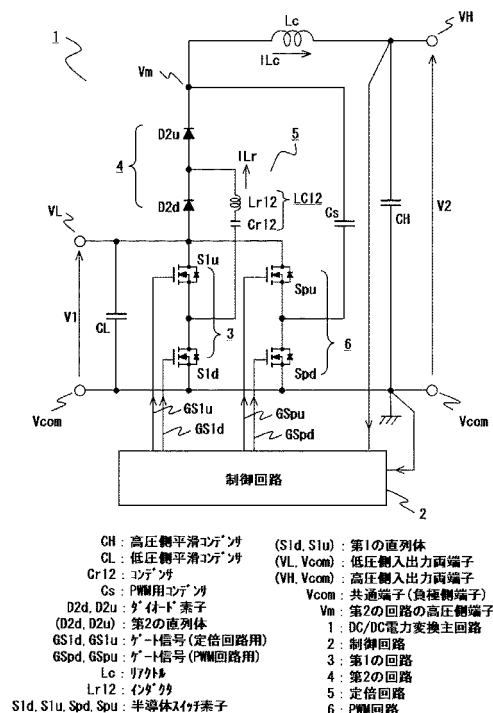
(54) 【発明の名称】 DC/DC電力変換装置

(57) 【要約】

【課題】半導体スイッチ素子のオンオフ動作により、エネルギーをリアクトルを介して移行させるDC/DC電力変換装置において、リアクトルの小型、軽量化を図る。

【解決手段】MOSFETの直列体を低圧側電圧端子VL、Vcom間に接続して成る第1の回路3と、第1の回路3の高圧側に直列接続されダイオード素子から成る第2の直列体4と、第1の直列体3と第2の直列体4との間に接続されたLC直列体LC12とを有する定倍回路5を備え、さらに、MOSFETの直列体から成るPWM回路6を低圧側電圧端子VL、Vcom間に接続し、PWM回路6と第2の回路4の高圧側端子Vmとの間にPWM用コンデンサCsを、該高圧側端子Vmと高圧側電圧端子VHとの間にリアクトルを接続する。そして、定倍回路5およびPWM回路6内のMOSFETを制御して昇圧動作を行う。

【選択図】図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

低圧側入出力両端子間に接続された低圧側平滑コンデンサと、

上記低圧側入出力両端子と負極側端子が共通である高圧側入出力両端子間に接続された高圧側平滑コンデンサと、

半導体スイッチ素子から成る低圧側素子と高圧側素子との第 1 の直列体を上記低圧側入出力両端子間に接続して成る第 1 の回路、ダイオード素子から成る低圧側素子と高圧側素子との第 2 の直列体を上記第 1 の回路の高圧側に直列接続して成る第 2 の回路、および上記第 1 の直列体の中間点と上記第 2 の直列体の中間点との間に接続されたコンデンサを有する定倍回路と、

低圧側半導体スイッチ素子と高圧側半導体スイッチ素子との直列体から成り上記低圧側入出力両端子間に接続される P W M 回路と、

上記 P W M 回路の中間点と上記第 2 の回路の高圧側端子との間に接続された P W M 用コンデンサと、

上記第 2 の回路の高圧側端子と上記高圧側入出力両端子の正極側端子との間に接続されたリアクトルとを備え、

上記低圧側入出力両端子間から上記高圧側入出力両端子間へエネルギーを移行して昇圧動作を行うことを特徴とする D C / D C 電力変換装置。

【請求項 2】

低圧側入出力両端子間に接続された低圧側平滑コンデンサと、

上記低圧側入出力両端子と負極側端子が共通である高圧側入出力両端子間に接続された高圧側平滑コンデンサと、

ダイオード素子から成る低圧側素子と高圧側素子との第 1 の直列体を上記低圧側入出力両端子間に接続して成る第 1 の回路、半導体スイッチ素子から成る低圧側素子と高圧側素子との第 2 の直列体を上記第 1 の回路の高圧側に直列接続して成る第 2 の回路、および上記第 1 の直列体の中間点と上記第 2 の直列体の中間点との間に接続されたコンデンサを有する定倍回路と、

低圧側半導体スイッチ素子と高圧側半導体スイッチ素子との直列体から成り上記低圧側入出力両端子間に接続される P W M 回路と、

上記 P W M 回路の中間点と上記第 2 の回路の高圧側端子との間に接続された P W M 用コンデンサと、

上記第 2 の回路の高圧側端子と上記高圧側入出力両端子の正極側端子との間に接続されたリアクトルとを備え、

上記高圧側入出力両端子間から上記低圧側入出力両端子間へエネルギーを移行して降圧動作を行うことを特徴とする D C / D C 電力変換装置。

【請求項 3】

低圧側入出力両端子間に接続された低圧側平滑コンデンサと、

上記低圧側入出力両端子と負極側端子が共通である高圧側入出力両端子間に接続された高圧側平滑コンデンサと、

半導体スイッチ素子から成る低圧側素子と高圧側素子との第 1 の直列体を上記低圧側入出力両端子間に接続して成る第 1 の回路、半導体スイッチ素子から成る低圧側素子と高圧側素子との第 2 の直列体を上記第 1 の回路の高圧側に直列接続して成る第 2 の回路、および上記第 1 の直列体の中間点と上記第 2 の直列体の中間点との間に接続されたコンデンサを有する定倍回路と、

低圧側半導体スイッチ素子と高圧側半導体スイッチ素子との直列体から成り上記低圧側入出力両端子間に接続される P W M 回路と、

上記 P W M 回路の中間点と上記第 2 の回路の高圧側端子との間に接続された P W M 用コンデンサと、

上記第 2 の回路の高圧側端子と上記高圧側入出力両端子の正極側端子との間に接続されたリアクトルとを備え、

10

20

30

40

50

上記低圧側入出力両端子間と上記高圧側入出力両端子間との間でエネルギーを移行し、昇圧、降圧の一方あるいは双方の動作を行うことを特徴とするDC/DC電力変換装置。

【請求項4】

上記定倍回路は、上記第1の直列体、上記第2の直列体および上記コンデンサを、それぞれ同数の2以上のN個有し、

上記第1の回路では、上記N個の第1の直列体が上記低圧側入出力両端子間に並列接続され、

上記第2の回路では、上記N個の第2の直列体が上記第1の回路の高圧側に直列接続され、上記N個の第2の直列体の内、低圧側のN-1個の第2の直列体にそれぞれ平滑コンデンサが並列接続され、

上記各コンデンサは、上記各第1の直列体の中間点と上記各第2の直列体の中間点との間にそれぞれ接続されることを特徴とする請求項1～3のいずれか1項に記載のDC/DC電力変換装置。

【請求項5】

上記定倍回路および上記PWM回路内の上記各半導体スイッチ素子を制御する制御回路を備え、上記制御回路は、上記定倍回路と上記PWM回路とを、同期する同じ周期で動作させることを特徴とする請求項1～4のいずれか1項に記載のDC/DC電力変換装置。

【請求項6】

上記制御回路は、上記定倍回路内の上記各半導体スイッチ素子をデューティ比約50%で1周期に1パルスのゲート信号で動作させ、上記PWM回路内の上記各半導体スイッチ素子を、昇圧/降圧の倍率に応じて決定される1周期に1パルスのゲート信号で動作させることを特徴とする請求項5に記載のDC/DC電力変換装置。

【請求項7】

上記制御回路は、上記PWM回路内の上記各半導体スイッチ素子への上記ゲート信号のパルス幅を、上記低圧側入出力両端子間の電圧あるいは上記高圧側入出力両端子間の電圧に基づいて調整することを特徴とする請求項6に記載のDC/DC電力変換装置。

【請求項8】

上記定倍回路内の上記コンデンサの充放電経路内にインダクタを備え、該コンデンサの充放電電流をLC共振させることを特徴とする請求項5～7のいずれか1項に記載のDC/DC電力変換装置。

【請求項9】

上記定倍回路および上記PWM回路が動作する上記周期は、上記コンデンサの容量値と上記インダクタのインダクタンス値とから決まる共振周期と同じかやや大きいことを特徴とする請求項8に記載のDC/DC電力変換装置。

【請求項10】

上記各半導体スイッチング素子は、ソース・ドレイン間に寄生ダイオードを有するMOSFETであることを特徴とする請求項1～9のいずれか1項に記載のDC/DC電力変換装置。

【請求項11】

上記各半導体スイッチング素子は、ダイオードを逆並列に接続したIGBTであることを特徴とする請求項1～9のいずれか1項に記載のDC/DC電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、直流電圧を昇圧あるいは降圧した直流電圧に変換する、DC/DC電力変換装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

従来のDC/DC電力変換装置としてのDC/DCコンバータは、入出力端子間に備えられた平滑コンデンサと、リアクトルと、半導体スイッチと、ダイオードとから構成され

10

20

30

40

50

、半導体スイッチのオンオフ動作によりリアクトルへのエネルギーの蓄積と放出をコントロールすることにより、所定の電圧に昇圧あるいは降圧し電気負荷に電圧を供給する（例えば、非特許文献 1 参照）。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0003】

【非特許文献 1】電気学会・半導体電力変換システム調査専門委員会編：“パワーエレクトロニクス回路”、オーム社、pp. 245 - 265、2000

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

10

【0004】

このような従来の DC / DC 電力変換装置では、半導体スイッチのオンオフ動作によりリアクトルへのエネルギーの蓄積と放出を制御して所定の電圧を得る。しかしながら、リアクトルに印加される電圧、またリアクトルを流れる電流が共に大きく、大型のリアクトルが必要であった。また、半導体スイッチ素子は、高電圧側から決まる電圧かつ低電圧側から決まる電流の容量が必要であり、大きな定格の半導体スイッチ素子を用いる必要があった。また、このような大きな定格の半導体スイッチ素子を用いると、損失が大きくなって高周波動作が困難となり、さらにリアクトルが大型化するという問題点もあった。

【0005】

この発明は、上記のような問題点を解消するために成されたものであって、半導体スイッチ素子のオンオフ動作により、エネルギーをリアクトルを介して移行させる DC / DC 電力変換装置であって、リアクトルに印加される電圧とリアクトルに流れる電流とを低減しリアクトルを小型化することを目的とする。また、低容量で定格値の小さい半導体スイッチ素子を用いて低損失で高周波動作を可能にして、さらにリアクトルの小型化を図り、小型で高効率な DC / DC 電力変換装置を得る事を目的とする。

20

【課題を解決するための手段】

【0006】

この発明に係る DC / DC 電力変換装置は、低圧側入出力両端子間に接続された低圧側平滑コンデンサと、上記低圧側入出力両端子と負極側端子が共通である高圧側入出力両端子間に接続された高圧側平滑コンデンサと、半導体スイッチ素子から成る低圧側素子と高圧側素子との第 1 の直列体を上記低圧側入出力両端子間に接続して成る第 1 の回路、ダイオード素子から成る低圧側素子と高圧側素子との第 2 の直列体を上記第 1 の回路の高圧側に直列接続して成る第 2 の回路、および上記第 1 の直列体の中間点と上記第 2 の直列体の中間点との間に接続されたコンデンサを有する定倍回路とを備える。また、低圧側半導体スイッチ素子と高圧側半導体スイッチ素子との直列体から成り上記低圧側入出力両端子間に接続される PWM 回路と、上記 PWM 回路の中間点と上記第 2 の回路の高圧側端子との間に接続された PWM 用コンデンサと、上記第 2 の回路の高圧側端子と上記高圧側入出力両端子の正極側端子との間に接続されたリアクトルとを備える。そして、上記低圧側入出力両端子間から上記高圧側入出力両端子間へエネルギーを移行して昇圧動作を行うものである。

30

40

【0007】

またこの発明に係る DC / DC 電力変換装置は、低圧側入出力両端子間に接続された低圧側平滑コンデンサと、上記低圧側入出力両端子と負極側端子が共通である高圧側入出力両端子間に接続された高圧側平滑コンデンサと、ダイオード素子から成る低圧側素子と高圧側素子との第 1 の直列体を上記低圧側入出力両端子間に接続して成る第 1 の回路、半導体スイッチ素子から成る低圧側素子と高圧側素子との第 2 の直列体を上記第 1 の回路の高圧側に直列接続して成る第 2 の回路、および上記第 1 の直列体の中間点と上記第 2 の直列体の中間点との間に接続されたコンデンサを有する定倍回路とを備える。また、低圧側半導体スイッチ素子と高圧側半導体スイッチ素子との直列体から成り上記低圧側入出力両端子間に接続される PWM 回路と、上記 PWM 回路の中間点と上記第 2 の回路の高圧側端子

50

との間に接続された P W M 用コンデンサと、上記第 2 の回路の高圧側端子と上記高圧側入出力両端子の正極側端子との間に接続されたリアクトルとを備える。そして、上記高圧側入出力両端子間から上記低圧側入出力両端子間へエネルギーを移行して降圧動作を行うものである。

【 0 0 0 8 】

またこの発明に係る D C / D C 電力変換装置は、低圧側入出力両端子間に接続された低圧側平滑コンデンサと、上記低圧側入出力両端子と負極側端子が共通である高圧側入出力両端子間に接続された高圧側平滑コンデンサと、半導体スイッチ素子から成る低圧側素子と高圧側素子との第 1 の直列体を上記低圧側入出力両端子間に接続して成る第 1 の回路、半導体スイッチ素子から成る低圧側素子と高圧側素子との第 2 の直列体を上記第 1 の回路の高圧側に直列接続して成る第 2 の回路、および上記第 1 の直列体の中間点と上記第 2 の直列体の中間点との間に接続されたコンデンサを有する定倍回路とを備える。また、低圧側半導体スイッチ素子と高圧側半導体スイッチ素子との直列体から成り上記低圧側入出力両端子間に接続される P W M 回路と、上記 P W M 回路の中間点と上記第 2 の回路の高圧側端子との間に接続された P W M 用コンデンサと、上記第 2 の回路の高圧側端子と上記高圧側入出力両端子の正極側端子との間に接続されたリアクトルとを備える。そして、上記低圧側入出力両端子間と上記高圧側入出力両端子間との間でエネルギーを移行し、昇圧、降圧の一方あるいは双方の動作を行うものである。

【発明の効果】

【 0 0 0 9 】

この発明によると、定倍回路内のコンデンサの充放電を利用して P W M 用コンデンサと低圧側入出力両端子間とでエネルギー移行を行うと共に、P W M 回路内の半導体スイッチ素子のオンオフ動作により、P W M 用コンデンサのエネルギーを利用してリアクトルへのエネルギーの蓄積と放出を繰り返すことにより、低圧側入出力両端子間と高圧側入出力両端子間との間でエネルギーを移行する。このため、リアクトルに印加される電圧とリアクトルに流れる電流とを低減できリアクトルを小型化できる。また、P W M 回路内の半導体スイッチ素子は、定倍回路内の半導体スイッチ素子と同様に定格の小さな素子で良く、低損失にて高周波駆動が可能になる。このため、リアクトルのインダクタンス値の低減によりさらにリアクトルを小型化でき、小型、軽量化が大きく促進した高効率な D C / D C 電力変換装置が得られる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 0 】

【図 1】この発明の実施の形態 1 による D C / D C 電力変換装置の回路構成を示す図である。

【図 2】この発明の実施の形態 1 によるゲート信号波形と、各部の電圧電流波形を示す図である。

【図 3】この発明の実施の形態 1 によるリアクトルに流れる平均電流値を比較例と共に示した図である。

【図 4】この発明の実施の形態 1 によるリアクトルのインダクタンス値を比較例と共に示した図である。

【図 5】この発明の実施の形態 1 によるリアクトルの（インダクタンス値） \times （平均電流値）²を比較例と共に示した図である。

【図 6】この発明の実施の形態 2 によるゲート信号波形と、各部の電圧電流波形を示す図である。

【図 7】この発明の実施の形態 2 によるリアクトルの（インダクタンス値） \times （平均電流値）²を比較例と共に示した図である。

【図 8】この発明の実施の形態 3 による D C / D C 電力変換装置の回路構成を示す図である。

【図 9】この発明の実施の形態 3 によるゲート信号波形と、各部の電圧電流波形を示す図である。

【図 10】この発明の実施の形態 4 によるゲート信号波形と、各部の電圧電流波形を示す図である。

【図 11】この発明の実施の形態 5 による DC / DC 電力変換装置の回路構成を示す図である。

【図 12】この発明の実施の形態 6 による DC / DC 電力変換装置の回路構成を示す図である。

【図 13】この発明の実施の形態 6 の第 1 の場合によるゲート信号波形と、各部の電圧電流波形を示す図である。

【図 14】この発明の実施の形態 6 の第 1 の場合によるリアクトルに流れる平均電流値を比較例と共に示した図である。

10

【図 15】この発明の実施の形態 6 の第 1 の場合によるリアクトルのインダクタンス値を比較例と共に示した図である。

【図 16】この発明の実施の形態 6 の第 1 の場合によるリアクトルの（インダクタンス値） \times （平均電流値）²を比較例と共に示した図である。

【図 17】この発明の実施の形態 6 の第 2 の場合によるゲート信号波形と、各部の電圧電流波形を示す図である。

【図 18】この発明の実施の形態 6 の第 2 の場合によるリアクトルの（インダクタンス値） \times （平均電流値）²を比較例と共に示した図である。

【図 19】この発明の実施の形態 7 による DC / DC 電力変換装置の回路構成を示す図である。

20

【図 20】この発明の実施の形態 7 の第 1 の場合によるゲート信号波形と、各部の電圧電流波形を示す図である。

【図 21】この発明の実施の形態 7 の第 2 の場合によるゲート信号波形と、各部の電圧電流波形を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0011】

実施の形態 1 .

以下、この発明の実施の形態 1 による DC / DC 電力変換装置について説明する。

図 1 は、この発明の実施の形態 1 による DC / DC 電力変換装置の回路構成を示す。図 1 に示すように、DC / DC 電力変換装置は、DC / DC 電力変換主回路 1 と制御回路 2 とから構成され、低圧側入出力両端子（VL, Vcom）間に入力された電圧 V1 を、 $2.0 \times V1 \sim 2.5 \times V1$ に昇圧された電圧 V2 にして高圧側入出力両端子（VH, Vcom）間に出力する昇圧動作を行う DC / DC 電力変換機能を有する。なお、低圧側入出力両端子（VL, Vcom）の負極側端子 Vcom は、高圧側入出力両端子（VH, Vcom）の負極側端子 Vcom と共通である。以下、低圧側入出力両端子（VL, Vcom）、高圧側入出力両端子（VH, Vcom）を、単に電圧端子 VL、Vcom、電圧端子 VH、Vcom と記載する。

30

【0012】

DC / DC 電力変換主回路 1 は、電圧端子 VL、Vcom 間に接続されて入力電圧 V1 を平滑化する低圧側平滑コンデンサとしての平滑コンデンサ CL と、電圧端子 VH、Vcom 間に接続されて出力電圧 V2 を平滑化する高圧側平滑コンデンサとしての平滑コンデンサ CH と、第 1 の直列体（S1d, S1u）を電圧端子 VL、Vcom 間に接続して成る第 1 の回路 3、第 2 の直列体（D2d, D2u）を第 1 の回路 3 の高圧側に直列接続して成る第 2 の回路 4、およびコンデンサ Cr12 およびインダクタ Lr12 の直列回路で構成されエネルギー移行素子として機能する LC 直列体 LC12 で構成される定倍回路 5 とを備える。

40

【0013】

第 1 の回路 3 を構成する第 1 の直列体（S1d, S1u）は、半導体スイッチ素子としての MOSFET から成る低圧側素子 S1d、高圧側素子 S1u を直列接続して構成され、定倍回路 5 内で駆動回路として動作する。第 2 の回路 4 を構成する第 2 の直列体（D2d, D2u）は、ダイオード素子から成る低圧側素子 D2d、高圧側素子 D2u を直列接続して構成され、定倍回路 5 内で整流回路として動作する。そして、LC 直列体 LC12 は、第 1 の直列体（S1d, S1u）の中間

50

点となる低圧側素子S1d、高圧側素子S1uの接続点と、第2の直列体(D2d, D2u)の中間点となる低圧側素子D2d、高圧側素子D2uの接続点との間に接続される。以下、MOSFETから成る低圧側素子S1d、高圧側素子S1uを単にS1d、S1uと、ダイオード素子から成る低圧側素子D2d、高圧側素子D2uを単にD2d、D2uと称す。

【0014】

また、DC/DC電力変換主回路1は、MOSFETから成る低圧側半導体スイッチ素子Spd、高圧側半導体スイッチ素子Spuを直列接続した直列体(Spd, Spu)を電圧端子VL、Vcom間に接続して成るPWM回路6と、PWM用コンデンサとしてのコンデンサCsと、リアクトルLcとを備える。コンデンサCsは、PWM回路6の中間点となる低圧側半導体スイッチ素子Spd、高圧側半導体スイッチ素子Spuの接続点と、第2の回路4の高圧側端子Vmとの間に接続され、リアクトルLcは、電圧端子VH、Vcomの正極側端子である電圧端子VHと第2の回路4の高圧側端子Vmとの間に接続される。以下、MOSFETから成る低圧側半導体スイッチ素子Spd、高圧側半導体スイッチ素子Spuを単にSpd、Spuと称す。

なお、各MOSFETは、ソース、ドレイン間に寄生ダイオードが形成されているパワーMOSFETである。

【0015】

このようなDC/DC電力変換装置における接続の詳細について説明する。

平滑コンデンサCLの両端子は、それぞれ電圧端子VL、Vcomに接続され、電圧端子Vcomは接地されている。平滑コンデンサCHの低圧側端子は電圧端子Vcomに接続され、高圧側端子は電圧端子VHに接続されている。S1dのソース端子は電圧端子Vcomに、ドレイン端子はS1uのソース端子に、S1uのドレイン端子は電圧端子VLに接続されている。Spdのソース端子は電圧端子Vcomに、ドレイン端子はSpuのソース端子に、Spuのドレイン端子は電圧端子VLに接続されている。D2dのアノード端子は電圧端子VLに、カソード端子はD2uのアノード端子に、D2uのカソード端子はリアクトルLcの一方およびコンデンサCsの高圧側に接続されている。

【0016】

LC直列体LC12の一端は、S1dとS1uとの接続点に接続され、他端はD2dとD2uとの接続点に接続されている。コンデンサCsの一端は、SpdとSpuの接続点に接続され、他端はD2uのカソード端子およびリアクトルLcの一方に接続されている。リアクトルLcの他方は平滑コンデンサCHの高圧側および電圧端子VHに接続されている。

S1d、S1u、Spd、Spuのゲート端子と、電圧端子VH、Vcomは、制御回路2に接続されている。S1d、S1u、Spd、Spuのゲート端子には、各MOSFETのソース端子の電圧を基準としたゲート信号GS1d、GS1u、GSpd、GSpuが制御回路2から入力され、制御回路2には、電圧端子VH、Vcomの各電圧が入力される。

【0017】

次に、電圧端子VL、Vcom間に入力された電圧V1を、 $2 \times V1 \sim 2.5 \times V1$ となる電圧V2に昇圧して電圧端子VH、Vcom間に出力する動作について説明する。電圧端子VH、Vcom間には電気負荷が接続され、エネルギーを電圧端子VL、Vcom 電圧端子VH、Vcomの経路で移行して消費する。また、平滑コンデンサCL、CH、コンデンサCsの容量値は、LC直列体LC12のコンデンサCr12の容量値と比較して十分大きな値に設定される。

【0018】

図2に、定倍回路5内の各MOSFETのゲート信号GS1d、GS1uと、PWM回路6内の各MOSFETのゲート信号GSpd、GSpuと、LC直列体LC12を流れる電流ILrと、第2の回路4の高圧側端子Vmの電圧(Vmと表示)と、リアクトルLcの電流ILcとの各波形を示す。なお、MOSFET(S1d、S1u、Spd、Spu)はゲート信号がハイ電圧でオンする。図2に示すように、定倍回路5用のゲート信号GS1d、GS1uは、LC直列体LC12のコンデンサCr12の容量値とインダクタLr12のインダクタンス値とから決まる共振周期Tと同じかやや大きな周期で、デューティ比約50%で1周期に1パルスのオンオフ信号である。PWM回路6用のゲート信号GSpd、GSpuは、定倍回路5用のゲート信号GS1d、GS1uと同期する同じ周期で、昇圧率に応じて決定される1周期に1パルスのオンオフ信号である。

10

20

30

40

50

コンデンサCsには約 $2 \times V1$ の電圧が蓄積され、コンデンサCr12には、以下に述べる動作の繰り返しによって電圧V1が平均的に蓄積されている。なお、コンデンサCsへの初期充電動作については後述する。

【 0 0 1 9 】

期間t1において、ゲート信号GS1dはハイ電圧、ゲート信号GS1uはロウ電圧、ゲート信号GSpuはハイ電圧、ゲート信号GSpdはロウ電圧となっている。S1dがオンすることにより、エネルギーは、平滑コンデンサCL D2d インダクタLr12 コンデンサCr12 S1dの経路でコンデンサCr12に移行する。一方、Spuがオンすることにより、平滑コンデンサCLにコンデンサCsが直列に接続された状態となって高圧側端子Vmの電圧(Vm)が $3 \times V1$ となる。これによりエネルギーは、リアクトルLcを介して、平滑コンデンサCL Spu コンデンサCs リ
10
リアクトルLc 平滑コンデンサCHの経路で平滑コンデンサCHに移行する。リアクトルLcに流れる電流ILcは、リアクトルLcのインダクタンス値とリアクトルLcの両端電圧で決まる傾きで増加しながら流れる。

【 0 0 2 0 】

期間t2において、ゲート信号GS1dはハイ電圧、ゲート信号GS1uはロウ電圧、ゲート信号GSpuはロウ電圧、ゲート信号GSpdはハイ電圧となっている。S1dはオン状態を維持したままで、コンデンサCr12へのエネルギー移行動作は、期間t1から継続している。この動作は、LC直列体LC12の共振周期Tの $1/2$ である $T/2$ 時間続く。一方、SpuがオフしてSpdが
20
オンすることにより、高圧側端子Vmの電圧(Vm)が $2 \times V1$ となる。これによりリアクトルLcに蓄積されたエネルギーが放出され、エネルギーは、リアクトルLc 平滑コンデンサCH Spd
コンデンサCsの経路で平滑コンデンサCHに移行する。リアクトルLcに流れる電流ILcは、リアクトルLcのインダクタンス値とリアクトルLcの両端電圧で決まる傾きで減少しながら流れる。

【 0 0 2 1 】

期間t3において、ゲート信号GS1dはロウ電圧、ゲート信号GS1uはハイ電圧、ゲート信号GSpuはロウ電圧、ゲート信号GSpdはハイ電圧となっている。Spdはオン状態を維持したままで、リアクトルLcからの平滑コンデンサCHへのエネルギー移行動作は、期間t2から継続
30
している。また、S1dがオフしS1uがオンすることにより、コンデンサCr12に蓄積されたエネルギーは、コンデンサCr12 インダクタLr12 D2u コンデンサCs Spd 平滑コンデンサCL
S1uの経路で、コンデンサCsに移行する。この動作は、LC直列体LC12の共振周期Tの
 $1/2$ である $T/2$ 時間続く。

【 0 0 2 2 】

この一連の動作の繰り返しにより、電圧を昇圧調整して出力する。

定倍回路5は、第1の回路3を駆動回路として、第2の回路4を整流回路として動作させ、平滑コンデンサCLからコンデンサCr12へのエネルギー移行、およびコンデンサCr12からコンデンサCsへのエネルギー移行を繰り返し行う。また、PWM回路6は、定倍回路5の高
40
圧側端子となる高圧側端子Vmの電圧(Vm)を、期間t1において $3 \times V1$ とし、それ以外の期間では $2 \times V1$ として、リアクトルLcに接続することで、リアクトルLcを介して平滑コンデンサCHへエネルギーを移行する。

【 0 0 2 3 】

期間t1の長さを調整することにより、出力電圧V2の高さ、即ち昇圧率を制御することができる。期間t1が長いと出力電圧V2は高く、短いと低くなる。コンデンサCsへのエネルギー蓄積期間として共振周期Tの $1/2$ の期間を設ける必要があり、その間はS1u、Spdがオン
50
状態である。このため、ゲート信号GS1d、GS1u、GSpd、GSpuの周期、即ち各MOSFETの駆動周期と共振周期Tをほぼ同じとすると、Spuのオン期間である期間t1の長さは $T/2$ 以下である。即ち、調整可能な出力電圧の最大値は $2.5 \times V1$ となる。

制御回路2は、所望の昇圧率に応じて予め期間t1の長さを決定して、1周期に1パルスのゲート信号GSpd、GSpuを生成する。また、制御回路2では、電圧端子VH、Vcomの各電圧が
50
入力され、電圧端子VH、Vcom間の電圧に応じて、ゲート信号GSpd、GSpuを生成する際にそのパルス幅である期間t1の長さを調整する。即ち、電圧端子VH、Vcom間の電圧である出

力電圧V2の変動を抑制するように期間t1の長さを調整することにより、所望の出力電圧V2を確実に得ることができる。

【0024】

次に、コンデンサCsへの初期充電動作について説明する。コンデンサCsには、電圧 $2 \times V1$ が蓄積されている必要がある。初期充電動作において、P W M回路6ではSpdをオン状態、Spuをオフ状態とし、定倍回路5ではS1dとS1uとを周期Tで交互にオンオフ動作させる。この動作により、コンデンサCsに電圧 $2 \times V1$ を充電することができる。

【0025】

この実施の形態によるD C / D C電力変換装置に用いるリアクトルLcの仕様(特性)について、以下に説明する。例えば、周波数10kHz、 $V1 = 250V$ 、出力電力10kW、リアクトルLcに流れる電流ILcのリプル電流p-p値 I と平均電流値Iaveとの比($I / Iave$)を0.8とした場合の、出力電圧V2とリアクトルLcの特性との関係を、比較例と共に図示する。特に、リアクトルLcの平均電流値Iaveを図3に、リアクトルLcのインダクタンス値Lを図4に、インダクタンス値Lと平均電流値Iaveの2乗との積で、リアクトルLcのサイズの目安となる、 $L \times Iave^2$ を図5に示す。

10

なお、比較例として、背景技術として上述した従来のD C / D C電力変換装置、即ち、入出力端子間に備えられた平滑コンデンサと、リアクトルと、半導体スイッチと、ダイオードとから構成され、半導体スイッチのオンオフ動作によりリアクトルへのエネルギーの蓄積と放出をコントロールするD C / D C電力変換装置のリアクトルを用いる。

【0026】

20

図に示すように、上記比較例と比べると、この実施の形態によるリアクトルLcの平均電流値Iaveは小さく、インダクタンス値Lは、出力電圧レベルが低い側で各段と小さくなる。また、リアクトルLcのサイズの目安となる $L \times Iave^2$ も、大幅に小さくなる。このように、この実施の形態によると、従来は大型部品であったリアクトルのサイズを各段と小さくでき、D C / D C電力変換装置の小型化、軽量化が促進する。

【0027】

また、上述した従来のD C / D C電力変換装置では、リアクトルへのエネルギーの蓄積と放出を制御するスイッチ素子の印加電圧は、高電圧側の出力電圧であった。この実施の形態では、リアクトルLcに接続する電圧レベルとその期間を制御するP W M回路6内のSpd、Spuに印加される電圧は、低電圧側の電圧端子VL、Vcom間電圧、即ち入力電圧V1であるため、上記従来のスイッチ素子の印加電圧より大幅に低減できる。このため、P W M回路6内のSpd、Spuには、耐圧の低い素子を用いることができ、オン抵抗が小さく損失を低減できる。

30

また、従来のD C / D C電力変換装置では、上記スイッチ素子に流れる電流は低電圧側の入力電圧に依存した電流であるが、この実施の形態によるP W M回路6内のSpd、Spuに流れる電流は、高電圧側の出力電圧V2に依存した電流であるため大幅に小さい電流となる。このため、P W M回路6内のSpd、Spuの損失は、さらに低減できる。

【0028】

このように、P W M回路6内のMOSFET(Spd、Spu)は、定倍回路5内のMOSFET(S1d、S1u)と同様に、定格の小さな素子を用いることができ、損失も小さい。このため、各MOSFETを各段と高周波で駆動することができる。その結果リアクトルLcのインダクタンス値Lを小さくでき、さらにリアクトルLcを小型、軽量にできる。

40

なお、図3～図5を用いて示したリアクトルLcの特性では、従来の比較例を共に示すため、駆動周波数を10kHzとしたが、この実施の形態では、それより各段と高い周波数での駆動が可能である。

【0029】

また、この実施の形態では、定倍回路5において、コンデンサCr12とインダクタLr12のL C直列体LC12を用い、平滑コンデンサCLからコンデンサCr12へのエネルギー移行、およびコンデンサCr12からコンデンサCsへのエネルギー移行に、L C共振を利用している。この共振周期Tは、コンデンサCr12の容量値とインダクタLr12のインダクタンス値とから決まり

50

、共振電流は、共振周期 T の 0 (T)、 $T/2$ の位相でゼロ電流となる。この実施の形態では、各MOSFETの駆動周期を、共振周期 T と同じかやや大きくした。各MOSFETの駆動周期が共振周期 T より大きい場合、共振電流は $T/2$ 期間流れて電流値がゼロになった後も、MOSFET ($S1d$ 、 $S1u$) のオンオフ状態が変化するまでは、第2の回路4内の各ダイオード素子 ($D2d$ 、 $D2u$) により逆流が防止されて電流は流れない。

このため、MOSFET ($S1d$ 、 $S1u$) のスイッチング時に、MOSFET ($S1d$ 、 $S1u$) を流れる電流値はゼロで、スイッチングによる損失が発生せず、損失の小さな高効率なエネルギー移行が可能となる。また、共振電流を利用して効率良くエネルギー移行するため、コンデンサ $Cr12$ の容量値およびインダクタ $Lr12$ のインダクタンス値は小さくても良く、コンデンサ $Cr12$ およびインダクタ $Lr12$ は、定格の小さな小型素子を使用できる。

10

【0030】

なお、この実施の形態では、コンデンサ $Cr12$ とインダクタ $Lr12$ の LC 直列体 $LC12$ を用いたが、第1の直列体 ($S1d$ 、 $S1u$) の中間点と第2の直列体 ($D2d$ 、 $D2u$) の中間点との間に接続されたコンデンサ $Cr12$ の充放電経路内に、インダクタ $Lr12$ を接続すれば良く、同様に LC 共振を利用でき、同様の効果が得られる。

【0031】

また、インダクタ $Lr12$ を省略した構成としても良く、その場合は、定倍回路5において、共振電流を利用した高効率なエネルギー移行とはならないが、上述したように、PWM回路6内のMOSFET (Spd 、 Spu) に定格の小さな素子を用いることができ、高周波駆動が可能であると共に、リアクトル Lc を各段と小型、軽量化にできる。このため、小型、軽量化が大きく促進した高効率なDC/DC電力変換装置が得られる。

20

【0032】

実施の形態2.

次に、上記実施の形態1と同様の回路構成で、異なる制御を行うDC/DC電力変換装置について説明する。

この実施の形態では、電圧端子 VL 、 $Vcom$ 間に入力された電圧 $V1$ を、 $1.5 \times V1 \sim 2 \times V1$ となる電圧 $V2$ に昇圧して電圧端子 VH 、 $Vcom$ 間に出力する。上記実施の形態1と同様に、電圧端子 VH 、 $Vcom$ 間には電気負荷が接続され、エネルギーを電圧端子 VL 、 $Vcom$ 電圧端子 VH 、 $Vcom$ の経路で移行して消費する。

【0033】

図6に、定倍回路5内の各MOSFETのゲート信号 $GS1d$ 、 $GS1u$ と、PWM回路6内の各MOSFETのゲート信号 $GSpd$ 、 $GSpu$ と、 LC 直列体 $LC12$ を流れる電流 ILr と、第2の回路4の高圧側端子 Vm の電圧 (Vm と表示) と、リアクトル Lc の電流 ILc との各波形を示す。なお、MOSFET ($S1d$ 、 $S1u$ 、 Spd 、 Spu) はゲート信号がハイ電圧でオンする。図6に示すように、定倍回路5用のゲート信号 $GS1d$ 、 $GS1u$ は、 LC 直列体 $LC12$ のコンデンサ $Cr12$ の容量値とインダクタ $Lr12$ のインダクタンス値とから決まる共振周期 T と同じかやや大きな周期で、デューティ比約50%で1周期に1パルスのオンオフ信号である。PWM回路6用のゲート信号 $GSpd$ 、 $GSpu$ は、定倍回路5用のゲート信号 $GS1d$ 、 $GS1u$ と同期する同じ周期で、昇圧率に応じて決定される1周期に1パルスのオンオフ信号である。

30

コンデンサ Cs には約 $V1$ の電圧が蓄積され、コンデンサ $Cr12$ には、以下に述べる動作の繰り返しによって電圧 $V1$ が平均的に蓄積されている。なお、コンデンサ Cs への初期充電動作については後述する。

40

【0034】

期間 $tt1$ において、ゲート信号 $GS1d$ はロウ電圧、ゲート信号 $GS1u$ はハイ電圧、ゲート信号 $GSpu$ はハイ電圧、ゲート信号 $GSpd$ はロウ電圧となっている。 $S1u$ がオンすることにより、コンデンサ $Cr12$ に蓄積されたエネルギーは、コンデンサ $Cr12$ インダクタ $Lr12$ $D2u$ コンデンサ Cs Spu $S1u$ の経路でコンデンサ Cs に移行する。この動作は、 LC 直列体 $LC12$ の共振周期 T の $1/2$ である $T/2$ 時間続く。一方、 Spu がオンすることにより、平滑コンデンサ CL にコンデンサ Cs が直列に接続された状態となって、高圧側端子 Vm の電圧 (Vm) が $2 \times V1$ となる。これによりエネルギーは、リアクトル Lc を介して、平滑コンデンサ CL Spu

50

コンデンサCs リアクトルLc 平滑コンデンサCHの経路で平滑コンデンサCHに移行する。リアクトルLcに流れる電流ILcは、リアクトルLcのインダクタンス値とリアクトルLcの両端電圧で決まる傾きで増加しながら流れる。

【0035】

期間tt2において、ゲート信号GS1dはハイ電圧、ゲート信号GS1uはロウ電圧、ゲート信号GSpuはハイ電圧、ゲート信号GSpdはロウ電圧となっている。Spuはオン状態を維持したままで、リアクトルLcを介した平滑コンデンサCHへのエネルギー移行動作は、期間tt1から継続している。一方、S1uがオフしS1dがオンすることにより、エネルギーは、平滑コンデンサCL D2d インダクタLr12 コンデンサCr12 S1dの経路でコンデンサCr12に移行する。

【0036】

期間tt3において、ゲート信号GS1dはハイ電圧、ゲート信号GS1uはロウ電圧、ゲート信号GSpuはロウ電圧、ゲート信号GSpdはハイ電圧となっている。S1dはオン状態を維持したままで、コンデンサCr12へのエネルギー移行動作は、期間tt2から継続している。この動作は、LC直列体LC12の共振周期Tの1/2であるT/2時間続く。一方、SpuがオフしてSpdがオンすることにより、高圧側端子Vmの電圧(Vm)が1×V1となる。これによりリアクトルLcに蓄積されたエネルギーが放出され、エネルギーは、リアクトルLc 平滑コンデンサCH

Spd コンデンサCsの経路で平滑コンデンサCHに移行する。リアクトルLcに流れる電流ILcは、リアクトルLcのインダクタンス値とリアクトルLcの両端電圧で決まる傾きで減少しながら流れる。

【0037】

この一連の動作の繰り返しにより、電圧を昇圧調整して出力する。

定倍回路5は、第1の回路3を駆動回路として、第2の回路4を整流回路として動作させ、平滑コンデンサCLからコンデンサCr12へのエネルギー移行、およびコンデンサCr12からコンデンサCsへのエネルギー移行を繰り返し行う。また、PWM回路6は、定倍回路5の高圧側端子となる高圧側端子Vmの電圧(Vm)を、期間(tt1+tt2)において2×V1とし、それ以外の期間では1×V1として、リアクトルLcに接続することで、リアクトルLcを介して平滑コンデンサCHへエネルギーを移行する。

【0038】

期間(tt1+tt2)の長さを調整することにより、出力電圧V2の高さ、即ち昇圧率を制御することができる。期間(tt1+tt2)が長いと出力電圧V2は高く、短いと低くなる。コンデンサCsへのエネルギー蓄積期間として共振周期Tの1/2の期間を設ける必要があり、その間はS1u、Spuがオン状態である。このため、ゲート信号GS1d、GS1u、GSpd、GSpuの周期、即ち各MOSFETの駆動周期と共振周期Tをほぼ同じとすると、Spuのオン期間である期間(tt1+tt2)の長さはT/2～Tの範囲で調整される。即ち、調整可能な出力電圧の最小値は1.5×V1となる。

制御回路2は、所望の昇圧率に応じて予め期間(tt1+tt2)の長さを決定して、1周期に1パルスのゲート信号GSpd、GSpuを生成する。また、制御回路2では、電圧端子VH、Vcomの各電圧が入力され、電圧端子VH、Vcom間の電圧に応じて、ゲート信号GSpd、GSpuを生成する際にそのパルス幅である期間(tt1+tt2)の長さを調整する。即ち、電圧端子VH、Vcom間の電圧である出力電圧V2の変動を抑制するように期間(tt1+tt2)の長さを調整することにより、所望の出力電圧V2を確実に得ることができる。

【0039】

次に、コンデンサCsへの初期充電動作について説明する。コンデンサCsには、電圧V1が蓄積されている必要がある。初期充電動作において、PWM回路6ではSpdをオフ状態、Spuをオン状態とし、定倍回路5ではS1dとS1uとを周期Tで交互にオンオフ動作させる。この動作により、コンデンサCsに電圧V1を充電することができる。

【0040】

この実施の形態によるDC/DC電力変換装置に用いるリアクトルLcの仕様(特性)について、以下に説明する。例えば、周波数10kHz、V1=250V、出力電力10kW、リアクトルLcに流れる電流ILcのリプル電流p-p値Iと平均電流値Iaveとの比(I/Iave

10

20

30

40

50

を 0.8 とした場合の、出力電圧 V_2 とリアクトル L_c の特性との関係を、比較例と共に図 7 に示す。なお、比較例は上記実施の形態 1 で示した従来の比較例と同じものである。図に示すように、リアクトル L_c のインダクタンス値 L と平均電流値 I_{ave} の 2 乗との積で、リアクトル L_c のサイズの目安となる、 $L \times I_{ave}^2$ は、上記比較例と比べると大幅に小さくなる。例えば、昇圧率 1.5 の出力電圧 $V_2 = 375V$ で調整する場合は約 $1/2$ となり、昇圧率 1.9 の出力電圧 $V_2 = 475V$ で調整する場合は約 $1/10$ となる。このように、従来は大型部品であったリアクトルのサイズを各段と小さくでき、DC/DC 電力変換装置の小型化、軽量化が促進する。

【0041】

また、この実施の形態においても、上記実施の形態 1 と同様に、リアクトル L_c に接続する電圧レベルとその期間を制御する PWM 回路 6 内の Spd、Spu に印加される電圧、および Spd、Spu に流れる電流を、従来のものに比べて各段と低減でき、損失を低減できる。また、PWM 回路 6 内の MOSFET (Spd、Spu) は、定倍回路 5 内の MOSFET (S1d、S1u) と同様に、定格の小さな素子を用いることができ、各 MOSFET を各段と高周波で駆動することができる。その結果リアクトル L_c のインダクタンス値 L を小さくでき、さらにリアクトル L_c を小型、軽量にできる。

10

【0042】

また、定倍回路 5 において、エネルギー移行に LC 共振を利用し、各 MOSFET の駆動周期を、共振周期 T と同じかやや大きくした。このため、MOSFET (S1d、S1u) のスイッチング時に、MOSFET (S1d、S1u) を流れる電流値はゼロで、損失の小さな高効率なエネルギー移行が可能となる。また、共振電流を利用して効率良くエネルギー移行するため、コンデンサ Cr12 およびインダクタ Lr12 は、定格の小さな小型素子を使用できる。

20

【0043】

なお、この実施の形態においても、上記実施の形態 1 と同様に、インダクタ Lr12 はコンデンサ Cr12 の充放電経路内に接続すれば良く、同様の効果が得られる。

また、インダクタ Lr12 を省略した構成としても良く、その場合は、定倍回路 5 において、共振電流を利用した高効率なエネルギー移行とはならないが、PWM 回路 6 内の MOSFET (Spd、Spu) に定格の小さな素子を用いることができ、高周波駆動が可能であると共にリアクトル L_c を各段と小型、軽量にできる効果は同様に得られる。

30

【0044】

また、電圧端子 VL、Vcom 間に入力された電圧 V_1 を、上記実施の形態 1 では $2 \times V_1 \sim 2.5 \times V_1$ に昇圧し、上記実施の形態 2 では $1.5 \times V_1 \sim 2 \times V_1$ に昇圧したが、昇圧率に応じて制御回路 2 が上記実施の形態 1 あるいは上記実施の形態 2 で示した制御を選択して用いることで、 $1.5 \times V_1 \sim 2.5 \times V_1$ に昇圧して電圧端子 VH、Vcom 間に出力する事ができる。

【0045】

実施の形態 3 .

次に、この発明の実施の形態 3 による DC/DC 電力変換装置について説明する。

図 8 は、この発明の実施の形態 3 による DC/DC 電力変換装置の回路構成を示す。図 8 に示すように、DC/DC 電力変換装置は、DC/DC 電力変換主回路 1a と制御回路 2a とから構成され、高圧側入出力両端子 (VH、Vcom) 間に入力された電圧 V_2 を、 $0.4 \times V_2 \sim 0.5 \times V_2$ に降圧された電圧 V_1 にして低圧側入出力両端子 (VL、Vcom) 間に出力する降圧動作を行う DC/DC 電力変換機能を有する。なお、低圧側入出力両端子 (電圧端子 VL、Vcom) の負極側端子 Vcom は、高圧側入出力両端子 (電圧端子 VH、Vcom) の負極側端子 Vcom と共通である。

40

【0046】

DC/DC 電力変換主回路 1a は、電圧端子 VL、Vcom 間に接続されて出力電圧 V_1 を平滑化する低圧側平滑コンデンサとしての平滑コンデンサ CL と、電圧端子 VH、Vcom 間に接続されて入力電圧 V_2 を平滑化する高圧側平滑コンデンサとしての平滑コンデンサ CH と、第 1 の直列体 (D1d、D1u) を電圧端子 VL、Vcom 間に接続して成る第 1 の回路 3a、第 2 の直列体

50

(S2d, S2u) を第 1 の回路 3 a の高圧側に直列接続して成る第 2 の回路 4 a、およびコンデンサ Cr12 およびインダクタ Lr12 の直列回路で構成されエネルギー移行素子として機能する LC 直列体 LC12 で構成される定倍回路 5 a とを備える。

【 0 0 4 7 】

第 2 の回路 4 a を構成する第 2 の直列体 (S2d, S2u) は、半導体スイッチ素子としての MOSFET から成る低圧側素子 S2d、高圧側素子 S2u を直列接続して構成され、定倍回路 5 a 内で駆動回路として動作する。第 1 の回路 3 a を構成する第 1 の直列体 (D1d, D1u) は、ダイオード素子から成る低圧側素子 D1d、高圧側素子 D1u を直列接続して構成され、定倍回路 5 a 内で整流回路として動作する。そして、LC 直列体 LC12 は、第 2 の直列体 (S2d, S2u) の中間点となる低圧側素子 S2d、高圧側素子 S2u の接続点と、第 1 の直列体 (D1d, D1u) の中間点となる低圧側素子 D1d、高圧側素子 D1u の接続点との間に接続される。以下、MOSFET から成る低圧側素子 S2d、高圧側素子 S2u を単に S2d、S2u と、ダイオード素子から成る低圧側素子 D1d、高圧側素子 D1u を単に D2d、D2u と称す。

【 0 0 4 8 】

また、DC / DC 電力変換主回路 1 a は、上記実施の形態 1 と同様に、MOSFET から成る Spd、Spu を直列接続した直列体 (Spd, Spu) を電圧端子 VL、Vcom 間に接続して成る PWM 回路 6 と、PWM 回路 6 の中間点と第 2 の回路 4 a の高圧側端子 Vm との間に接続された PWM 用コンデンサとしてのコンデンサ Cs と、電圧端子 VH と高圧側端子 Vm との間に接続されるリアクトル Lc とを備える。

なお、各 MOSFET は、ソース、ドレイン間に寄生ダイオードが形成されているパワー MOSFET である。

【 0 0 4 9 】

このような DC / DC 電力変換装置における接続の詳細について説明する。なお、上記実施の形態 1 と同様の部分は省略する。

S2d のソース端子は電圧端子 VL に、ドレイン端子は S2u のソース端子に、S2u のドレイン端子はリアクトル Lc の一方およびコンデンサ Cs の高圧側に接続されている。D1d のアノード端子は電圧端子 Vcom に、カソード端子は D1u のアノード端子に、D1u のカソード端子は電圧端子 VL に接続されている。LC 直列体 LC12 の一端は、S2d と S2u との接続点に接続され、他端は D1d と D1u との接続点に接続されている。

【 0 0 5 0 】

S2d、S2u、Spd、Spu のゲート端子と、電圧端子 VL、Vcom は、制御回路 2 a に接続されている。S2d、S2u、Spd、Spu のゲート端子には、各 MOSFET のソース端子の電圧を基準としたゲート信号 GS2d、GS2u、GSpd、GSpu が制御回路 2 a から入力され、制御回路 2 a には、電圧端子 VL、Vcom の各電圧が入力される。

【 0 0 5 1 】

次に、電圧端子 VH、Vcom 間に入力された電圧 V2 を、 $0.4 \times V2 \sim 0.5 \times V2$ となる電圧 V1 に降圧して電圧端子 VL、Vcom 間に出力する動作について説明する。電圧端子 VL、Vcom 間には電気負荷が接続され、エネルギーを電圧端子 VH、Vcom 電圧端子 VL、Vcom の経路で移行して消費する。また、上記実施の形態 1 と同様に、平滑コンデンサ CL、CH、コンデンサ Cs の容量値は、LC 直列体 LC12 のコンデンサ Cr12 の容量値と比較して十分大きな値に設定される。

【 0 0 5 2 】

図 9 に、定倍回路 5 a 内の各 MOSFET のゲート信号 GS2d、GS2u と、PWM 回路 6 内の各 MOSFET のゲート信号 GSpd、GSpu と、LC 直列体 LC12 を流れる電流 ILr と、第 2 の回路 4 a の高圧側端子 Vm の電圧 (Vm) と、リアクトル Lc の電流 ILc との各波形を示す。なお、MOSFET (S2d、S2u、Spd、Spu) はゲート信号がハイ電圧でオンする。図 9 に示すように、定倍回路 5 a 用のゲート信号 GS2d、GS2u は、LC 直列体 LC12 のコンデンサ Cr12 の容量値とインダクタ Lr12 のインダクタンス値とから決まる共振周期 T と同じかやや大きな周期で、デューティ比約 50 % で 1 周期に 1 パルスのオンオフ信号である。PWM 回路 6 用のゲート信号 GSpd、GSpu は、定倍回路 5 a 用のゲート信号 GS2d、GS2u と同期する同じ周期で、降圧率に

10

20

30

40

50

応じて決定される 1 周期に 1 パルスのオンオフ信号である。

コンデンサCsには約 $2 \times V_1$ の電圧が蓄積され、コンデンサCr12には、以下に述べる動作の繰り返しによって電圧V1が平均的に蓄積されている。なお、コンデンサCsへの初期充電動作については後述する。

【 0 0 5 3 】

期間s1において、ゲート信号GS2dはハイ電圧、ゲート信号GS2uはロウ電圧、ゲート信号GSpuはハイ電圧、ゲート信号GSpdはロウ電圧となっている。S2dがオンすることにより、コンデンサCr12に蓄積されたエネルギーは、コンデンサCr12 インダクタLr12 S2d 平滑コンデンサCL D1dの経路で平滑コンデンサCLに移行する。一方、SpdがオフしてSpuがオンすることにより、平滑コンデンサCLにコンデンサCsが直列に接続された状態となって高圧側端子Vmの電圧 (Vm) が $3 \times V_1$ となる。これによりリアクトルLcに蓄積されたエネルギーが放出され、エネルギーは、リアクトルLc コンデンサCs Spu 平滑コンデンサCL 平滑コンデンサCHの経路で平滑コンデンサCLに移行する。リアクトルLcに流れる電流ILcは、リアクトルLcのインダクタンス値とリアクトルLcの両端電圧で決まる傾きで絶対値を減少しながら流れる (図中、電流は負極性の電流として表している) 。

10

【 0 0 5 4 】

期間s2において、ゲート信号GS2dはハイ電圧、ゲート信号GS2uはロウ電圧、ゲート信号GSpuはロウ電圧、ゲート信号GSpdはハイ電圧となっている。S2dはオン状態を維持したままで、平滑コンデンサCLへのエネルギー移行動作は、期間s1から継続している。この動作は、LC直列体LC12の共振周期Tの $1/2$ である $T/2$ 時間続く。一方、SpuがオフしSpdがオンすることにより、高圧側端子Vmの電圧 (Vm) が $2 \times V_1$ となる。これによりエネルギーは、リアクトルLcを介して、平滑コンデンサCH リアクトルLc コンデンサCs Spdの経路でコンデンサCsに移行すると同時に、リアクトルLcにエネルギーが蓄積される。リアクトルLcに流れる電流ILcは、リアクトルLcのインダクタンス値とリアクトルLcの両端電圧で決まる傾きで絶対値を増加しながら流れる。

20

【 0 0 5 5 】

期間s3において、ゲート信号GS2dはロウ電圧、ゲート信号GS2uはハイ電圧、ゲート信号GSpuはロウ電圧、ゲート信号GSpdはハイ電圧となっている。Spdはオン状態を維持したままで、リアクトルLcを介したコンデンサCsへのエネルギー移行動作は、期間s2から継続している。また、S2dがオフしS2uがオンすることにより、コンデンサCsに蓄積されたエネルギーが、コンデンサCs S2u インダクタLr12 コンデンサCr12 D1u 平滑コンデンサCL Spdの経路で、コンデンサCr12に移行する。この動作は、LC直列体LC12の共振周期Tの $1/2$ である $T/2$ 時間続く。

30

【 0 0 5 6 】

この一連の動作の繰り返しにより、電圧を降圧調整して出力する。

定倍回路 5 a は、第 2 の回路 4 a を駆動回路として、第 1 の回路 3 a を整流回路として動作させ、コンデンサCsからコンデンサCr12へのエネルギー移行、およびコンデンサCr12から平滑コンデンサCLへのエネルギー移行を繰り返し行う。また、PWM回路 6 は、定倍回路 5 a の高圧側端子となる高圧側端子Vmの電圧 (Vm) を、期間 (s2 + s3) において $2 \times V_1$ とし、それ以外の期間では $3 \times V_1$ として、リアクトルLcに接続することで、平滑コンデンサCHからリアクトルLcを介してコンデンサCsおよび平滑コンデンサCLへエネルギーを移行する。

40

【 0 0 5 7 】

期間 (s2 + s3) の長さを調整することにより、出力電圧V1の高さ、即ち降圧率を制御することができる。期間 (s2 + s3) が長いと出力電圧V1は高く、短いと低くなる。コンデンサCr12へのエネルギー蓄積期間として共振周期Tの $1/2$ の期間を設ける必要があり、その間はS2u、Spdがオン状態である。このため、ゲート信号GS2d、GS2u、GSpd、GSpuの周期、即ち各MOSFETの駆動周期と共振周期Tをほぼ同じとすると、Spdのオン期間である期間 (s2 + s3) の長さは $T/2 \sim T$ の範囲で調整される。即ち、調整可能な出力電圧V1は、 $(0.4 \times V_2) \sim V_1 \sim (0.5 \times V_2)$ となる。

50

制御回路 2 a は、所望の降圧率に応じて予め期間 ($s2 + s3$) の長さを決定して、1 周期に 1 パルスのゲート信号 GSpd、GSpu を生成する。また、制御回路 2 a では、電圧端子 VL、Vcom の各電圧が入力され、電圧端子 VL、Vcom 間の電圧に応じて、ゲート信号 GSpd、GSpu を生成する際にそのパルス幅である期間 ($s2 + s3$) の長さを調整する。即ち、電圧端子 VL、Vcom 間の電圧である出力電圧 V1 の変動を抑制するように期間 ($s2 + s3$) の長さを調整することにより、所望の出力電圧 V1 を確実に得ることができる。

【 0 0 5 8 】

次に、コンデンサ Cs への初期充電動作について説明する。コンデンサ Cs には、電圧 $2 \times V1$ が蓄積されている必要がある。初期充電動作において、定倍回路 5 a 内の S2d、S2u および P W M 回路 6 内の Spd、Spu を周期 T で、図 9 で示した降圧動作時と同様のデューティ比にてオンオフする。これにより、コンデンサ Cs の電圧と電圧 V1 との関係を $2 : 1$ とすることができる。このとき、電圧 V1 は、 $(0.4 \times V2)$ $V1$ $(0.5 \times V2)$ となっている。

10

【 0 0 5 9 】

この実施の形態においても、上記実施の形態 1 と同様に、リアクトル Lc のインダクタンス値 L と平均電流値 Iave の 2 乗との積でリアクトル Lc のサイズの目安となる、 $L \times Iave^2$ は、従来のものに比して大幅に小さくなる。このため、従来は大型部品であったリアクトルのサイズを各段と小さくでき、D C / D C 電力変換装置の小型化、軽量化が促進する。

また、リアクトル Lc に接続する電圧レベルとその期間を制御する P W M 回路 6 内の Spd、Spu に印加される電圧、および Spd、Spu に流れる電流を、従来のものに比べて各段と低減でき、損失を低減できる。また、P W M 回路 6 内の MOSFET (Spd、Spu) は、定倍回路 5 a 内の MOSFET (S1d、S1u) と同様に、定格の小さな素子を用いることができ、各 MOSFET を各段と高周波で駆動することができる。その結果リアクトル Lc のインダクタンス値 L を小さくでき、さらにリアクトル Lc を小型、軽量にできる。

20

【 0 0 6 0 】

また、定倍回路 5 a において、エネルギー移行に L C 共振を利用し、各 MOSFET の駆動周期を、共振周期 T と同じかやや大きくした。各 MOSFET の駆動周期が共振周期 T より大きい場合、共振電流は T / 2 期間流れて電流値がゼロになった後も、MOSFET (S2d、S2u) のオンオフ状態が変化するまでは、第 1 の回路 3 a 内の各ダイオード素子 (D1d、D1u) により逆流が防止されて電流は流れない。

このため、MOSFET (S2d、S2u) のスイッチング時に、MOSFET (S2d、S2u) を流れる電流値はゼロで、損失の小さな高効率なエネルギー移行が可能となる。また、共振電流を利用して効率良くエネルギー移行するため、コンデンサ Cr12 およびインダクタ Lr12 は、定格の小さな小型素子を使用できる。

30

【 0 0 6 1 】

なお、この実施の形態においても、上記実施の形態 1 と同様に、インダクタ Lr12 はコンデンサ Cr12 の充放電経路内に接続すれば良く、同様の効果が得られる。

また、インダクタ Lr12 を省略した構成としても良く、その場合は、定倍回路 5 において、共振電流を利用した高効率なエネルギー移行とはならないが、P W M 回路 6 内の MOSFET (Spd、Spu) に定格の小さな素子を用いることができ、高周波駆動が可能であると共にリアクトル Lc を各段と小型、軽量にできる効果は同様に得られる。

40

【 0 0 6 2 】

実施の形態 4 .

次に、上記実施の形態 3 と同様の回路構成で、異なる制御を行う D C / D C 電力変換装置について説明する。

この実施の形態では、電圧端子 VH、Vcom 間に入力された電圧 V2 を、 $0.5 \times V2 \sim 0.67 \times V2$ となる電圧 V1 に降圧して電圧端子 VL、Vcom 間に出力する。上記実施の形態 3 と同様に、電圧端子 VL、Vcom 間には電気負荷が接続され、エネルギーを電圧端子 VH、Vcom 電圧端子 VL、Vcom の経路で移行して消費する。

【 0 0 6 3 】

図 10 に、定倍回路 5 a 内の各 MOSFET のゲート信号 GS2d、GS2u と、P W M 回路 6 内の各

50

MOSFETのゲート信号GSpd、GSpuと、LC直列体LC12を流れる電流ILrと、第2の回路4aの高圧側端子Vmの電圧(Vm)と、リアクトルLcの電流ILcとの各波形を示す。なお、MOSFET(S2d、S2u、Spd、Spu)はゲート信号がハイ電圧でオンする。図10に示すように、定倍回路5a用のゲート信号GS2d、GS2uは、LC直列体LC12のコンデンサCr12の容量値とインダクタLr12のインダクタンス値とから決まる共振周期Tと同じかやや大きな周期で、デューティ比約50%で1周期に1パルスのオンオフ信号である。PWM回路6用のゲート信号GSpd、GSpuは、定倍回路5a用のゲート信号GS2d、GS2uと同期する同じ周期で、降圧率に応じて決定される1周期に1パルスのオンオフ信号である。

コンデンサCsには約V1の電圧が蓄積され、コンデンサCr12には、以下に述べる動作の繰り返しによって電圧V1が平均的に蓄積されている。なお、コンデンサCsへの初期充電動作については後述する。

10

【0064】

期間ss1において、ゲート信号GS2dはロウ電圧、ゲート信号GS2uはハイ電圧、ゲート信号GSpuはハイ電圧、ゲート信号GSpdはロウ電圧となっている。S2u、Spuがオンすることにより、コンデンサCsに蓄積されたエネルギーが、コンデンサCs S2u インダクタLr12 コンデンサCr12 D1u Spuの経路で、コンデンサCr12に移行する。この動作は、LC直列体LC12の共振周期Tの1/2であるT/2時間続く。一方、SpdがオフしてSpuがオンすることにより、平滑コンデンサCLにコンデンサCsが直列に接続された状態となって高圧側端子Vmの電圧(Vm)が2×V1となる。これによりリアクトルLcに蓄積されたエネルギーが放出され、エネルギーは、リアクトルLc コンデンサCs Spu 平滑コンデンサCL 平滑コンデンサCHの経路で、平滑コンデンサCLおよびコンデンサCsに移行する。リアクトルLcに流れる電流ILcは、リアクトルLcのインダクタンス値とリアクトルLcの両端電圧で決まる傾きで絶対値を減少しながら流れる(図中、電流は負極性の電流として表している)。

20

【0065】

期間ss2において、ゲート信号GS2dはハイ電圧、ゲート信号GS2uはロウ電圧、ゲート信号GSpuはハイ電圧、ゲート信号GSpdはロウ電圧となっている。Spuはオン状態を維持したままで、リアクトルLcのエネルギー放出による平滑コンデンサCLおよびコンデンサCsへのエネルギー移行動作は、期間ss1から継続している。一方、S2uがオフしてS2dがオンすることにより、コンデンサCr12に蓄積されたエネルギーは、コンデンサCr12 インダクタLr12 S2d 平滑コンデンサCL D1dの経路で平滑コンデンサCLに移行する。

30

【0066】

期間ss3において、ゲート信号GS2dはハイ電圧、ゲート信号GS2uはロウ電圧、ゲート信号GSpuはロウ電圧、ゲート信号GSpdはハイ電圧となっている。S2dはオン状態を維持したままで、平滑コンデンサCLへのエネルギー移行動作は、期間ss2から継続している。この動作は、LC直列体LC12の共振周期Tの1/2であるT/2時間続く。一方、SpuがオフしてSpdがオンすることにより、高圧側端子Vmの電圧(Vm)が1×V1となる。これによりエネルギーは、リアクトルLcを介して、平滑コンデンサCH リアクトルLc コンデンサCs Spdの経路で、コンデンサCsに移行すると同時に、リアクトルLcにエネルギーが蓄積される。リアクトルLcに流れる電流ILcは、リアクトルLcのインダクタンス値とリアクトルLcの両端電圧で決まる傾きで絶対値を増加しながら流れる。

40

【0067】

この一連の動作の繰り返しにより、電圧を降圧調整して出力する。

定倍回路5aは、第2の回路4aを駆動回路として、第1の回路3aを整流回路として動作させ、コンデンサCsからコンデンサCr12へのエネルギー移行、およびコンデンサCr12から平滑コンデンサCLへのエネルギー移行を繰り返し行う。また、PWM回路6は、定倍回路5aの高圧側端子となる高圧側端子Vmの電圧(Vm)を、期間ss3において1×V1とし、それ以外の期間では2×V1として、リアクトルLcに接続することで、平滑コンデンサCHからリアクトルLcを介してコンデンサCsおよび平滑コンデンサCLへエネルギーを移行する。

【0068】

期間ss3の長さを調整することにより、出力電圧V1の高さ、即ち降圧率を制御すること

50

ができる。期間ss3が長いと出力電圧V1は高く、短いと低くなる。コンデンサCr12へのエネルギー蓄積期間として共振周期Tの1/2の期間を設ける必要があり、その間はS2u、Spuがオン状態である。このため、ゲート信号GS2d、GS2u、GSpd、GSpuの周期、即ち各MOSFETの駆動周期と共振周期Tをほぼ同じとすると、Spdのオン期間である期間ss3の長さはT/2以下である。即ち、調整可能な出力電圧V1は、 $(0.5 \times V2) \leq V1 \leq (0.67 \times V2)$ となる。

制御回路2aは、所望の降圧率に応じて予め期間ss3の長さを決定して、1周期に1パルスのゲート信号GSpd、GSpuを生成する。また、制御回路2aでは、電圧端子VL、Vcomの各電圧が入力され、電圧端子VL、Vcom間の電圧に応じて、ゲート信号GSpd、GSpuを生成する際にそのパルス幅である期間ss3の長さを調整する。即ち、電圧端子VL、Vcom間の電圧である出力電圧V1の変動を抑制するように期間ss3の長さを調整することにより、所望の出力電圧V1を確実に得ることができる。

10

【0069】

次に、コンデンサCsへの初期充電動作について説明する。コンデンサCsには、電圧V1が蓄積されている必要がある。初期充電動作において、定倍回路5a内のS2d、S2uおよびPWM回路6内のSpd、Spuを周期Tで、図10で示した降圧動作時と同様のデューティ比にてオンオフする。これにより、コンデンサCsの電圧と電圧V1との関係を1:1とすることができる。このとき、電圧V1は、 $(0.5 \times V2) \leq V1 \leq (0.67 \times V2)$ となっている。

【0070】

この実施の形態においても、上記実施の形態3と同様に、リアクトルLcのインダクタンス値Lと平均電流値Iaveの2乗との積でリアクトルLcのサイズを目安となる、 $L \times Iave^2$ は、従来のものに比して大幅に小さくなる。このため、従来は大型部品であったリアクトルのサイズを各段と小さくでき、DC/DC電力変換装置の小型化、軽量化が促進する。

20

また、リアクトルLcに接続する電圧レベルとその期間を制御するPWM回路6内のSpd、Spuに印加される電圧、およびSpd、Spuに流れる電流を、従来のものに比べて各段と低減でき、損失を低減できる。また、PWM回路6内のMOSFET(Spd、Spu)は、定倍回路5a内のMOSFET(S1d、S1u)と同様に、定格の小さな素子を用いることができ、各MOSFETを各段と高周波で駆動することができる。その結果リアクトルLcのインダクタンス値Lを小さくでき、さらにリアクトルLcを小型、軽量にできる。

【0071】

30

また、定倍回路5aにおいて、エネルギー移行にLC共振を利用し、各MOSFETの駆動周期を、共振周期Tと同じかやや大きくした。このため、MOSFET(S2d、S2u)のスitchング時に、MOSFET(S2d、S2u)を流れる電流値はゼロで、損失の小さな高効率なエネルギー移行が可能となる。また、共振電流を利用して効率良くエネルギー移行するため、コンデンサCr12およびインダクタLr12は、定格の小さな小型素子を使用できる。

【0072】

なお、この実施の形態においても、上記実施の形態3と同様に、インダクタLr12はコンデンサCr12の充放電経路内に接続すれば良く、同様の効果が得られる。

また、インダクタLr12を省略した構成としても良く、その場合は、定倍回路5aにおいて、共振電流を利用した高効率なエネルギー移行とはならないが、PWM回路6内のMOSFET(Spd、Spu)に定格の小さな素子を用いることができ、高周波駆動が可能であると共にリアクトルLcを各段と小型、軽量にできる効果は同様に得られる。

40

【0073】

また、電圧端子VH、Vcom間に入力された電圧V2を、上記実施の形態3では $0.4 \times V2 \sim 0.5 \times V2$ に降圧し、上記実施の形態4では $0.5 \times V2 \sim 0.67 \times V2$ に降圧したが、降圧率に応じて制御回路2aが上記実施の形態3あるいは上記実施の形態4で示した制御を選択して用いることで、 $0.4 \times V2 \sim 0.67 \times V2$ に降圧して電圧端子VL、Vcom間に出力する事ができる。

【0074】

実施の形態5 .

50

以下、この発明の実施の形態 5 による DC / DC 電力変換装置について説明する。

図 1 1 は、この発明の実施の形態 5 による DC / DC 電力変換装置の回路構成を示す。図 1 1 に示すように、DC / DC 電力変換装置は、DC / DC 電力変換主回路 1 b と制御回路 2 b とから構成される。そして、低圧側入出力両端子 (VL, Vcom) 間に入力された電圧 V1 を、 $1.5 \times V1 \sim 2.5 \times V1$ に昇圧された電圧 V2 にして高圧側入出力両端子 (VH, Vcom) 間に出力する昇圧機能と、高圧側入出力両端子 (VH, Vcom) 間に入力された電圧 V2 を、 $0.4 \times V2 \sim 0.67 \times V2$ に降圧された電圧 V1 にして低圧側入出力両端子 (VL, Vcom) 間に出力する降圧機能との双方の DC / DC 電力変換機能を有する。なお、低圧側入出力両端子 (電圧端子 VL、Vcom) の負極側端子 Vcom は、高圧側入出力両端子 (電圧端子 VH、Vcom) の負極側端子 Vcom と共通である。

10

【0075】

DC / DC 電力変換主回路 1 b は、電圧端子 VL、Vcom 間に接続されて出力電圧 V1 を平滑化する低圧側平滑コンデンサとしての平滑コンデンサ CL と、電圧端子 VH、Vcom 間に接続されて入力電圧 V2 を平滑化する高圧側平滑コンデンサとしての平滑コンデンサ CH と、第 1 の直列体 (S1d, S1u) を電圧端子 VL、Vcom 間に接続して成る第 1 の回路 3 b、第 2 の直列体 (S2d, S2u) を第 1 の回路 3 b の高圧側に直列接続して成る第 2 の回路 4 b、およびコンデンサ Cr12 およびインダクタ Lr12 の直列回路で構成されエネルギー移行素子として機能する LC 直列体 LC12 で構成される定倍回路 5 b とを備える。

【0076】

第 1 の回路 3 b を構成する第 1 の直列体 (S1d, S1u)、および第 2 の回路 4 b を構成する第 2 の直列体 (S2d, S2u) は、半導体スイッチ素子としての MOSFET から成る低圧側素子 S1d、S2d、高圧側素子 S1u、S2u を直列接続して構成される。そして、定倍回路 5 b 内で、昇圧動作時には、第 1 の回路 3 b が駆動回路として動作し、第 2 の回路 4 b が整流回路として動作する。また、降圧動作時には、第 2 の回路 4 b が駆動回路として動作し、第 1 の回路 3 b が整流回路として動作する。そして、LC 直列体 LC12 は、第 1 の直列体 (S1d, S1u) の中間点となる低圧側素子 S1d、高圧側素子 S1u の接続点と、第 2 の直列体 (S2d, S2u) の中間点となる低圧側素子 S2d、高圧側素子 S2u の接続点との間に接続される。

20

【0077】

また、DC / DC 電力変換主回路 1 b は、上記実施の形態 1 ~ 4 と同様に、MOSFET から成る Spd、Spu を直列接続した直列体 (Spd, Spu) を電圧端子 VL、Vcom 間に接続して成る PWM 回路 6 と、PWM 回路 6 の中間点と第 2 の回路 4 b の高圧側端子 Vm との間に接続された PWM 用コンデンサとしてのコンデンサ Cs と、電圧端子 VH と高圧側端子 Vm との間に接続されるリアクトル Lc とを備える。

30

なお、各 MOSFET は、ソース、ドレイン間に寄生ダイオードが形成されているパワー MOSFET である。

【0078】

各 MOSFET (S1d、S1u、S2d、S2u、Spd、Spu) のゲート端子と、電圧端子 VL、VH、Vcom は、制御回路 2 b に接続されている。S1d、S1u、S2d、S2u、Spd、Spu のゲート端子には、各 MOSFET のソース端子の電圧を基準としたゲート信号 GS1d、GS1u、GS2d、GS2u、GSpd、GSpu が制御回路 2 b から入力され、制御回路 2 b には、電圧端子 VL、VH、Vcom の各電圧が入力される。

40

【0079】

この実施の形態では、昇圧動作時には、上記実施の形態 1、2 で示した制御および動作を行い、降圧動作時には、上記実施の形態 3、4 で示した制御および動作を行う。このように、昇圧動作と降圧動作を切り換えることにより、昇降圧動作を実現している。

なお、昇圧動作時における第 2 の回路 4 b、および降圧動作時における第 1 の回路 3 b は、整流回路として用いるため、各 MOSFET をオフさせてソース、ドレイン間の寄生ダイオードにて整流することで上記実施の形態 1、2 および上記実施の形態 3、4 と同様の動作となる。この整流回路としての動作は、寄生ダイオードの導通タイミングに合わせて各 MOSFET をオン動作させてもよく、より損失が小さくなる。

50

【 0 0 8 0 】

以上のように、この実施の形態では、昇圧機能と降圧機能との双方の D C / D C 電力変換機能を有し、しかも、上記各実施の形態と同様に、 P W M 回路 6 内の MOSFET (Spd、Spu) を、定格の小さな素子を用いて各 MOSFET の高周波駆動を可能にし、リアクトル Lc のサイズを各段と小さくして D C / D C 電力変換装置の小型化、軽量化を促進すると共に、高効率なエネルギー移行を実現する。

【 0 0 8 1 】

実施の形態 6 .

以下、この発明の実施の形態 6 による D C / D C 電力変換装置について説明する。

図 1 2 は、この発明の実施の形態 6 による D C / D C 電力変換装置の回路構成を示す。図 1 2 に示すように、D C / D C 電力変換装置は、D C / D C 電力変換主回路 1 c と制御回路 2 c とから構成され、低圧側入出力両端子 (VL、Vcom) 間に入力された電圧 V1 を、 $2.5 \times V1 \sim 3.5 \times V1$ に昇圧された電圧 V2 にして高圧側入出力両端子 (VH、Vcom) 間に出力する昇圧動作を行う D C / D C 電力変換機能を有する。なお、低圧側入出力両端子 (電圧端子 VL、Vcom) の負極側端子 Vcom は、高圧側入出力両端子 (電圧端子 VH、Vcom) の負極側端子 Vcom と共通である。

【 0 0 8 2 】

D C / D C 電力変換主回路 1 c は、電圧端子 VL、Vcom 間に接続されて入力電圧 V1 を平滑化する低圧側平滑コンデンサとしての平滑コンデンサ CL と、電圧端子 VH、Vcom 間に接続されて出力電圧 V2 を平滑化する高圧側平滑コンデンサとしての平滑コンデンサ CH と、第 1 の回路 3 c、第 2 の回路 4 c およびエネルギー移行素子として機能する L C 直列体 LC12、LC13 を有する定倍回路 5 c とを備える。

第 1 の回路 3 c は、半導体スイッチ素子としての MOSFET から成る低圧側素子 S1dA、S1dB、高圧側素子 S1uA、S1uB を直列接続して構成される 2 個の第 1 の直列体 (S1dA、S1uA)、(S1dB、S1uB) を電圧端子 VL、Vcom 間に並列接続して成り、定倍回路 5 c 内で駆動回路として動作する。第 2 の回路 4 c は、ダイオード素子から成る低圧側素子 D2d、D3d、高圧側素子 D2u、D3u を直列接続して構成される 2 個の第 2 の直列体 (D2d、D2u)、(D3d、D3u) を直列接続して成り、低圧側の第 2 の直列体 (D2d、D2u) には、平滑コンデンサ CL2 が並列接続される。また、2 個の第 2 の直列体 (D2d、D2u)、(D3d、D3u) は、定倍回路 5 c 内で整流回路として動作する。

【 0 0 8 3 】

そして、L C 直列体 LC12 は、コンデンサ Cr12 およびインダクタ Lr12 の直列回路で構成され、第 1 の直列体 (S1dA、S1uA) の中間点と第 2 の直列体 (D2d、D2u) の中間点との間に接続される。L C 直列体 LC13 は、コンデンサ Cr13 およびインダクタ Lr13 の直列回路で構成され、第 1 の直列体 (S1dB、S1uB) の中間点と第 2 の直列体 (D3d、D3u) の中間点との間に接続される。以下、MOSFET から成る低圧側素子 S1dA、S1dB、高圧側素子 S1uA、S1uB を単に S1dA、S1dB、S1uA、S1uB と、ダイオード素子から成る低圧側素子 D2d、D3d、高圧側素子 D2u、D3u を単に D2d、D3d、D2u、D3u と称す。

【 0 0 8 4 】

また、D C / D C 電力変換主回路 1 c は、上記各実施の形態と同様に、MOSFET から成る Spd、Spu を直列接続した直列体 (Spd、Spu) を電圧端子 VL、Vcom 間に接続して成る P W M 回路 6 と、P W M 回路 6 の中間点と第 2 の回路 4 c の高圧側端子 Vm との間に接続された P W M 用コンデンサとしてのコンデンサ Cs と、電圧端子 VH と高圧側端子 Vm との間に接続されるリアクトル Lc とを備える。

なお、各 MOSFET は、ソース、ドレイン間に寄生ダイオードが形成されているパワー MOSFET である。

【 0 0 8 5 】

このような D C / D C 電力変換装置における接続の詳細について説明する。

平滑コンデンサ CL の両端子は、それぞれ電圧端子 VL、Vcom に接続され、電圧端子 Vcom は接地されている。平滑コンデンサ CH の低圧側端子は電圧端子 Vcom に接続され、高圧側端子

10

20

30

40

50

は電圧端子VHに接続されている。S1dAのソース端子は電圧端子Vcomに、ドレイン端子はS1uAのソース端子に、S1uAのドレイン端子は電圧端子VLに接続されている。S1dBのソース端子は電圧端子Vcomに、ドレイン端子はS1uBのソース端子に、S1uBのドレイン端子は電圧端子VLに接続されている。Spdのソース端子は電圧端子Vcomに、ドレイン端子はSpuのソース端子に、Spuのドレイン端子は電圧端子VLに接続されている。D2dのアノード端子は電圧端子VLに、カソード端子はD2uのアノード端子に、D2uのカソード端子は平滑コンデンサCL2の一方に、CL2の他方は電圧端子VLに接続されている。D3dのアノード端子はD2uのカソードに、カソード端子はD3uのアノード端子に、D3uのカソード端子は、リアクトルLcの一方およびコンデンサCsの高圧側に接続されている。

【0086】

LC直列体LC12の一端は、S1dAとS1uAとの接続点に接続され、他端はD2dとD2uとの接続点に接続されている。LC直列体LC13の一端は、S1dBとS1uBとの接続点に接続され、他端はD3dとD3uとの接続点に接続されている。コンデンサCsの一端は、SpdとSpuとの接続点に接続され、他端はD3uのカソード端子およびリアクトルLcの一方に接続されている。リアクトルLcの他方は平滑コンデンサCHの高圧側および電圧端子VHに接続されている。

S1dA、S1uA、S1dB、S1uB、Spd、Spuのゲート端子と、電圧端子VH、Vcomは、制御回路2cに接続されている。S1dA、S1uA、S1dB、S1uB、Spd、Spuのゲート端子には、各MOSFETのソース端子の電圧を基準としたゲート信号GS1dA、GS1uA、GS1dB、GS1uB、GSpd、GSpuが制御回路2cから入力され、制御回路2cには、電圧端子VH、Vcomの各電圧が入力される。

【0087】

上述したように、この実施の形態によるDC/DC電力変換装置は、電圧端子VL、Vcom間に入力された電圧V1を、 $2.5 \times V1 \sim 3.5 \times V1$ に昇圧された電圧V2にする昇圧動作を行うが、 $3 \times V1 \sim 3.5 \times V1$ に昇圧する第1の場合と、 $2.5 \times V1 \sim 3 \times V1$ に昇圧する第2の場合とで制御が異なる。

まず、第1の場合、即ち、電圧端子VL、Vcom間に入力された電圧V1を、 $3 \times V1 \sim 3.5 \times V1$ となる電圧V2に昇圧して電圧端子VH、Vcom間に出力する動作について説明する。電圧端子VH、Vcom間には電気負荷が接続され、エネルギーを電圧端子VL、Vcom 電圧端子VH、Vcomの経路で移行して消費する。また、平滑コンデンサCL、CL2、CH、コンデンサCsの容量値は、LC直列体LC12、LC13のコンデンサCr12、Cr13の容量値と比較して十分大きな値に設定される。また、Lr12とCr12から決まるLC直列体LC12の共振周期と、Lr13とCr13から決まるLC直列体LC13の共振周期は、ほぼ同じとする。

【0088】

図13に、定倍回路5c内の各MOSFETのゲート信号GS1dA、GS1uA、GS1dB、GS1uBと、PWM回路6内の各MOSFETのゲート信号GSpd、GSpuと、各LC直列体LC12、LC13を流れる電流ILr1、ILr2と、第2の回路4cの高圧側端子Vmの電圧(Vmと表示)と、リアクトルLcの電流ILcとの各波形を示す。なお、各MOSFETはゲート信号がハイ電圧でオンする。図13に示すように、定倍回路5c用のゲート信号GS1dA、GS1uA、GS1dB、GS1uBは、LC直列体LC12、LC13のコンデンサCr12、Cr13の容量値とインダクタLr12、Lr13のインダクタンス値とから決まる共振周期Tと同じかやや大きな周期で、デューティ比約50%で1周期に1パルスのオンオフ信号である。PWM回路6用のゲート信号GSpd、GSpuは、定倍回路5c用のゲート信号GS1dA、GS1uA、GS1dB、GS1uBと同期する同じ周期で、昇圧率に応じて決定される1周期に1パルスのオンオフ信号である。

コンデンサCsには約 $3 \times V1$ の電圧が蓄積され、平滑コンデンサCL2には約V1の電圧が蓄積されている。また、以下に述べる動作の繰り返しによって、コンデンサCr12には電圧V1がコンデンサCr13には約 $2 \times V1$ の電圧が、それぞれ平均的に蓄積されている。なお、コンデンサCsおよび平滑コンデンサCL2への初期充電動作については後述する。

【0089】

期間u1において、ゲート信号GS1dAはロウ電圧、ゲート信号GS1uAはハイ電圧、ゲート信号GS1dBはハイ電圧、ゲート信号GS1uBはロウ電圧、ゲート信号GSpuはハイ電圧、ゲート信号GSpdはロウ電圧となっている。S1uA、S1dBがオンすることにより、エネルギーは、コンデ

10

20

30

40

50

ンサCr12 インダクタLr12 D2u 平滑コンデンサCL2 S1uAの経路と、平滑コンデンサCL
平滑コンデンサCL2 D3d インダクタLr13 コンデンサCr13 S1dBの経路とで、平滑コン
デンサCL2とコンデンサCr13とに移行する。一方、Spuがオンすることにより、平滑コン
デンサCLにコンデンサCsが直列に接続された状態となり、高圧側端子Vmの電圧(Vm)が4
×V1となる。これによりエネルギーは、リアクトルLcを介して、平滑コンデンサCL Spu
コンデンサCs リアクトルLc 平滑コンデンサCHの経路で平滑コンデンサCHに移行する。
リアクトルLcに流れる電流ILcは、リアクトルLcのインダクタンス値とリアクトルLcの両
端電圧で決まる傾きで増加しながら流れる。

【0090】

期間u2において、ゲート信号GS1dAはロウ電圧、ゲート信号GS1uAはハイ電圧、ゲート信
号GS1dBはハイ電圧、ゲート信号GS1uBはロウ電圧、ゲート信号GSpuはロウ電圧、ゲート信
号GSpdはハイ電圧となっている。S1uA、S1dBはオン状態を維持したままで、平滑コンデン
サCL2およびコンデンサCr13へのエネルギー移行動作は、期間u1から継続している。この動
作は、LC直列体LC12、LC13の共振周期Tの1/2であるT/2時間続く。一方、Spuが
オフしてSpdがオンすることにより、高圧側端子Vmの電圧(Vm)が3×V1となる。これに
よりリアクトルLcに蓄積されたエネルギーが放出され、リアクトルLc 平滑コンデンサCH
Spd コンデンサCsの経路で平滑コンデンサCHに移行する。リアクトルLcに流れる電流ILc
は、リアクトルLcのインダクタンス値とリアクトルLcの両端電圧で決まる傾きで減少しな
がら流れる。

【0091】

期間u3において、ゲート信号GS1dAはハイ電圧、ゲート信号GS1uAはロウ電圧、ゲート信
号GS1dBはロウ電圧、ゲート信号GS1uBはハイ電圧、ゲート信号GSpuはロウ電圧、ゲート信
号GSpdはハイ電圧となっている。Spdはオン状態を維持したままで、リアクトルLcからの
平滑コンデンサCHへのエネルギー移行動作は、期間u2から継続している。S1dAがオンしS1uA
がオフ、S1dBがオフしS1uBがオンすることにより、平滑コンデンサCLおよびコンデンサCr
13に蓄積されたエネルギーは、平滑コンデンサCL D2d インダクタLr12 コンデンサCr12
S1dAの経路と、コンデンサCr13 インダクタLr13 D3u コンデンサCs Spd 平滑コン
デンサCL S1uBの経路とで、コンデンサCr12およびコンデンサCsに移行する。この動作は
、LC直列体LC12、LC13の共振周期Tの1/2であるT/2時間続く。

【0092】

この一連の動作の繰り返しにより、電圧を昇圧調整して出力する。

定倍回路5cは、第1の回路3cの2個の第1の直列体(S1dA、S1uA)、(S1dB、S1uB)
を駆動回路として、第2の回路4cの2個の第2の直列体(D2d、D2u)、(D3d、D3u)
を整流回路として動作させ、平滑コンデンサCLからコンデンサCr12、Cr13および平滑コン
デンサCL2へ、さらにコンデンサCsへのエネルギー移行を繰り返し行う。また、PWM回路
6は、定倍回路5cの高圧側端子となる高圧側端子Vmの電圧(Vm)を、期間u1において4
×V1とし、それ以外の期間では3×V1として、リアクトルLcに接続することで、リアクト
ルLcを介して平滑コンデンサCHへエネルギーを移行する。

【0093】

期間u1の長さを調整することにより、出力電圧V2の高さ、即ち昇圧率を制御することが
できる。期間u1が長いと出力電圧V2は高く、短いと低くなる。コンデンサCsへのエネルギー
蓄積期間として共振周期Tの1/2の期間を設ける必要があり、その間はS1dA、S1uB、Sp
dがオン状態である。このため、ゲート信号GS1dA、GS1uA、GS1dB、GS1uB、GSpd、GSpuの
周期、即ち各MOSFETの駆動周期と共振周期Tをほぼ同じとすると、Spuのオン期間である
期間u1の長さはT/2以下である。即ち、調整可能な出力電圧の最大値は3.5×V1とな
る。

制御回路2cは、所望の昇圧率に応じて予め期間u1の長さを決定して、1周期に1パル
スのゲート信号GSpd、GSpuを生成する。また、制御回路2cでは、電圧端子VH、Vcomの各
電圧が入力され、電圧端子VH、Vcom間の電圧に応じて、ゲート信号GSpd、GSpuを生成する
際にそのパルス幅である期間u1の長さを調整する。即ち、電圧端子VH、Vcom間の電圧であ

10

20

30

40

50

る出力電圧 V_2 の変動を抑制するように期間 u_1 の長さを調整することにより、所望の出力電圧 V_2 を確実に得ることができる。

【0094】

次に、コンデンサ C_s および平滑コンデンサ CL_2 への初期充電動作について説明する。コンデンサ C_s には電圧 $3 \times V_1$ が、平滑コンデンサ CL_2 には電圧 V_1 が蓄積されている必要がある。初期充電動作において、PWM回路6ではSpdをオン状態、Spuをオフ状態とし、定倍回路5cでは、S1dAとS1uAを、またS1dBとS1uBを、周期 T で交互にオンオフ動作させる。この動作により、コンデンサ C_s に電圧 $3 \times V_1$ を充電すると同時に平滑コンデンサ CL_2 に電圧 V_1 を充電することができる。

【0095】

このように動作するDC/DC電力変換装置に用いるリアクトル L_c の仕様(特性)について、以下に説明する。例えば、周波数 10 kHz 、 $V_1 = 250\text{ V}$ 、出力電力 10 kW 、リアクトル L_c に流れる電流 I_{Lc} のリプル電流 $p-p$ 値 I と平均電流値 I_{ave} との比(I/I_{ave})を 0.8 とした場合の、出力電圧 V_2 とリアクトル L_c の特性との関係と、比較例と共に図示する。特に、リアクトル L_c の平均電流値 I_{ave} を図14に、リアクトル L_c のインダクタンス値 L を図15に、インダクタンス値 L と平均電流値 I_{ave} の2乗との積で、リアクトル L_c のサイズを目安となる、 $L \times I_{ave}^2$ を図16に示す。なお、比較例は上記実施の形態1で示した従来の比較例と同じものである。

【0096】

図に示すように、上記比較例と比べると、この実施の形態によるリアクトル L_c の平均電流値 I_{ave} は小さく、インダクタンス値 L は、出力電圧レベルが低い側で各段と小さくなる。また、リアクトル L_c のサイズを目安となる $L \times I_{ave}^2$ も、大幅に小さくなる。このように、この実施の形態によると、従来は大型部品であったリアクトルのサイズを各段と小さくでき、DC/DC電力変換装置の小型化、軽量化が促進する。

【0097】

次に、第2の場合、即ち、電圧端子 V_L 、 V_{com} 間に入力された電圧 V_1 を、 $2.5 \times V_1 \sim 3 \times V_1$ となる電圧 V_2 に昇圧して電圧端子 V_H 、 V_{com} 間に出力する動作について説明する。

上記第1の場合と同様に、電圧端子 V_H 、 V_{com} 間には電気負荷が接続され、エネルギーを電圧端子 V_L 、 V_{com} 電圧端子 V_H 、 V_{com} の経路で移行して消費する。

【0098】

図17に、定倍回路5c内の各MOSFETのゲート信号GS1dA、GS1uA、GS1dB、GS1uBと、PWM回路6内の各MOSFETのゲート信号GSpd、GSpuと、各LC直列体LC12、LC13を流れる電流 I_{Lr1} 、 I_{Lr2} と、第2の回路4cの高圧側端子 V_m の電圧(V_m と表示)と、リアクトル L_c の電流 I_{Lc} との各波形を示す。図17に示すように、定倍回路5c用のゲート信号GS1dA、GS1uA、GS1dB、GS1uBは、LC直列体LC12、LC13のコンデンサ Cr_{12} 、 Cr_{13} の容量値とインダクタ L_{r12} 、 L_{r13} のインダクタンス値とから決まる共振周期 T と同じかやや大きな周期で、デューティ比約50%で1周期に1パルスのオンオフ信号である。PWM回路6用のゲート信号GSpd、GSpuは、定倍回路5c用のゲート信号GS1dA、GS1uA、GS1dB、GS1uBと同期する同じ周期で、昇圧率に応じて決定される1周期に1パルスのオンオフ信号である。

コンデンサ C_s には約 $2 \times V_1$ の電圧が蓄積され、平滑コンデンサ CL_2 には約 V_1 の電圧が蓄積されている。また、以下に述べる動作の繰り返しによって、コンデンサ Cr_{12} には電圧 V_1 がコンデンサ Cr_{13} には約 $2 \times V_1$ の電圧が、それぞれ平均的に蓄積されている。なお、コンデンサ C_s および平滑コンデンサ CL_2 への初期充電動作については後述する。

【0099】

期間 uu_1 において、ゲート信号GS1dAはハイ電圧、ゲート信号GS1uAはロウ電圧、ゲート信号GS1dBはロウ電圧、ゲート信号GS1uBはハイ電圧、ゲート信号GSpdはロウ電圧となっている。S1dA、S1uBがオンすることにより、エネルギーは、平滑コンデンサ CL_2 インダクタ L_{r12} コンデンサ Cr_{12} S1dAの経路と、コンデンサ Cr_{13} インダクタ L_{r13} D3u コンデンサ C_s Spu S1uBの経路とで、コンデンサ Cr_{12} およびコンデンサ C_s に移行する。この動作は、LC直列体LC12、LC13の共振周期 T の $1/2$ である

10

20

30

40

50

$T/2$ 時間続く。一方、Spuがオンすることにより、平滑コンデンサCLにコンデンサCsが直列に接続された状態となって、高圧側端子Vmの電圧 (V_m) が $3 \times V_1$ となる。これによりエネルギーは、リアクトルLcを介して、平滑コンデンサCL Spu コンデンサCs リアクトルLc 平滑コンデンサCHの経路で平滑コンデンサCHに移行する。リアクトルLcに流れる電流ILcは、リアクトルLcのインダクタンス値とリアクトルLcの両端電圧で決まる傾きで増加しながら流れる。

【 0 1 0 0 】

期間uu2において、ゲート信号GS1dAはロウ電圧、ゲート信号GS1uAはハイ電圧、ゲート信号GS1dBはハイ電圧、ゲート信号GS1uBはロウ電圧、ゲート信号GSpuはハイ電圧、ゲート信号GSpdはロウ電圧となっている。Spuはオン状態を維持したままで、リアクトルLcを介した平滑コンデンサCHへのエネルギー移行動作は、期間uu1から継続している。一方、S1uAとS1dBとがオンすることにより、エネルギーは、コンデンサCr12 インダクタLr12 D2u 平滑コンデンサCL2 S1uAの経路と、平滑コンデンサCL 平滑コンデンサCL2 D3d インダクタLr13 コンデンサCr13 S1dBの経路とで、平滑コンデンサCL2およびコンデンサCr13に移行する。

10

【 0 1 0 1 】

期間uu3において、ゲート信号GS1dAはロウ電圧、ゲート信号GS1uAはハイ電圧、ゲート信号GS1dBはハイ電圧、ゲート信号GS1uBはロウ電圧、ゲート信号GSpuはロウ電圧、ゲート信号GSpdはハイ電圧となっている。S1uAおよびS1dBはオン状態を維持したままで、平滑コンデンサCL2およびコンデンサCr13へのエネルギー移行動作は、期間uu2から継続している。この動作は、LC直列体LC12、LC13の共振周期Tの $1/2$ である $T/2$ 時間続く。一方、SpuがオフしてSpdがオンすることにより、高圧側端子Vmの電圧 (V_m) が $2 \times V_1$ となる。これによりリアクトルLcに蓄積されたエネルギーが放出され、エネルギーは、リアクトルLc 平滑コンデンサCH Spd コンデンサCsの経路で平滑コンデンサCHに移行する。リアクトルLcに流れる電流ILcは、リアクトルLcのインダクタンス値とリアクトルLcの両端電圧で決まる傾きで減少しながら流れる。

20

【 0 1 0 2 】

この一連の動作の繰り返しにより、電圧を昇圧調整して出力する。

定倍回路5cは、第1の回路3cの2個の第1の直列体 (S1dA, S1uA)、(S1dB, S1uB) を駆動回路として、第2の回路4cの2個の第2の直列体 (D2d, D2u)、(D3d, D3u) を整流回路として動作させ、平滑コンデンサCLからコンデンサCr12、Cr13および平滑コンデンサCL2へ、さらにコンデンサCsへのエネルギー移行を繰り返し行う。また、PWM回路6は、定倍回路5cの高圧側端子となる高圧側端子Vmの電圧 (V_m) を、期間 (uu1 + uu2) において $3 \times V_1$ とし、それ以外の期間では $2 \times V_1$ として、リアクトルLcに接続することで、リアクトルLcを介して平滑コンデンサCHへエネルギーを移行する。

30

【 0 1 0 3 】

期間 (uu1 + uu2) の長さを調整することにより、出力電圧V2の高さ、即ち昇圧率を制御することができる。期間 (uu1 + uu2) が長いと出力電圧V2は高く、短いと低くなる。コンデンサCsへのエネルギー蓄積期間として共振周期Tの $1/2$ の期間を設ける必要があり、その間はS1dA、S1uB、Spuがオン状態である。このため、ゲート信号GS1dA、GS1uA、GS1dB、GS1uB、GSpd、GSpuの周期、即ち各MOSFETの駆動周期と共振周期Tをほぼ同じとすると、Spuのオン期間である期間 (uu1 + uu2) の長さは $T/2 \sim T$ の範囲で調整される。即ち、調整可能な出力電圧の最小値は $2.5 \times V_1$ となる。

40

制御回路2cは、所望の昇圧率に応じて予め期間 (uu1 + uu2) の長さを決定して、1周期に1パルスのゲート信号GSpd、GSpuを生成する。また、制御回路2cでは、電圧端子VH、Vcomの各電圧が入力され、電圧端子VH、Vcom間の電圧に応じて、ゲート信号GSpd、GSpuを生成する際にそのパルス幅である期間 (uu1 + uu2) の長さを調整する。即ち、電圧端子VH、Vcom間の電圧である出力電圧V2の変動を抑制するように期間 (uu1 + uu2) の長さを調整することにより、所望の出力電圧V2を確実に得ることができる。

【 0 1 0 4 】

50

次に、コンデンサCsおよび平滑コンデンサCL2への初期充電動作について説明する。コンデンサCsには電圧 $2 \times V1$ が、平滑コンデンサCL2には電圧V1が蓄積されている必要がある。初期充電動作において、PWM回路6ではSpdをオフ状態、Spuをオン状態とし、定倍回路5cでは、S1dAとS1uAを、またS1dBとS1uBを、周期Tで交互にオンオフ動作させる。この動作により、コンデンサCsに電圧 $2 \times V1$ を充電すると同時に平滑コンデンサCL2に電圧V1を充電することができる。

【0105】

このように動作するDC/DC電力変換装置に用いるリアクトルLcの仕様(特性)について、以下に説明する。例えば、周波数10kHz、 $V1 = 250V$ 、出力電力10kW、リアクトルLcに流れる電流ILcのリプル電流p-p値 I と平均電流値Iaveとの比 ($I/Iave$) を0.8とした場合の、出力電圧V2とリアクトルLcの特性との関係を、比較例と共に図18に示す。なお、比較例は上記実施の形態1で示した従来の比較例と同じものである。図に示すように、リアクトルLcのインダクタンス値Lと平均電流値Iaveの2乗との積で、リアクトルLcのサイズの目安となる、 $L \times Iave^2$ は、上記比較例と比べると大幅に小さくなる。このように、従来は大型部品であったリアクトルのサイズを各段と小さくでき、DC/DC電力変換装置の小型化、軽量化が促進する。

【0106】

また、上述した第1の場合、第2の場合のいずれにおいても、上記実施の形態1と同様に、リアクトルLcに接続する電圧レベルとその期間を制御するPWM回路6内のSpd、Spuに印加される電圧、およびSpd、Spuに流れる電流を、従来のものに比べて各段と低減でき、損失を低減できる。また、PWM回路6内のMOSFET(Spd、Spu)は、定倍回路5c内のMOSFETと同様に、定格の小さな素子を用いることができ、各MOSFETを各段と高周波で駆動することができる。その結果リアクトルLcのインダクタンス値Lを小さくでき、さらにリアクトルLcを小型、軽量にできる。

【0107】

また、定倍回路5cにおいて、エネルギー移行にLC共振を利用し、各MOSFETの駆動周期を、共振周期Tと同じかやや大きくした。このため、MOSFETのスイッチング時に、MOSFETを流れる電流値はゼロで、損失の小さな高効率なエネルギー移行が可能となる。また、共振電流を利用して効率良くエネルギー移行するため、コンデンサCr12、Cr13およびインダクタLr12、Lr13は、定格の小さな小型素子を使用できる。

【0108】

なお、この実施の形態においても、上記実施の形態1と同様に、インダクタLr12はコンデンサCr12の充放電経路内に、インダクタLr13はコンデンサCr13の充放電経路内に接続すれば良く、同様の効果が得られる。

また、インダクタLr12、Lr13を省略した構成としても良く、その場合は、定倍回路5cにおいて、共振電流を利用した高効率なエネルギー移行とはならないが、PWM回路6内のMOSFET(Spd、Spu)に定格の小さな素子を用いることができ、高周波駆動が可能であると共にリアクトルLcを各段と小型、軽量にできる効果は同様に得られる。

【0109】

また、電圧端子VL、Vcom間に入力された電圧V1を、上記第1の場合では $3 \times V1 \sim 3.5 \times V1$ に昇圧し、上記第2の場合では $2.5 \times V1 \sim 3 \times V1$ に昇圧したが、昇圧率に応じて制御回路2cが第1の場合、あるいは第2の場合で示した制御を選択して用いることで、 $2.5 \times V1 \sim 3.5 \times V1$ に昇圧して電圧端子VH、Vcom間に出力する事ができる。

【0110】

実施の形態7.

次に、この発明の実施の形態7によるDC/DC電力変換装置について説明する。

図19は、この発明の実施の形態7によるDC/DC電力変換装置の回路構成を示す。図19に示すように、DC/DC電力変換装置は、DC/DC電力変換主回路1dと制御回路2dとから構成され、高圧側入出力両端子(VH、Vcom)間に入力された電圧V2を、 $0.29 \times V2 \sim 0.4 \times V2$ に降圧された電圧V1にして低圧側入出力両端子(VL、Vcom)間に

出力する降圧動作を行うDC/DC電力変換機能を有する。なお、低圧側入出力両端子（電圧端子VL、Vcom）の負極側端子Vcomは、高圧側入出力両端子（電圧端子VH、Vcom）の負極側端子Vcomと共通である。

【0111】

DC/DC電力変換主回路1dは、電圧端子VL、Vcom間に接続されて入力電圧V1を平滑化する低圧側平滑コンデンサとしての平滑コンデンサCLと、電圧端子VH、Vcom間に接続されて出力電圧V2を平滑化する高圧側平滑コンデンサとしての平滑コンデンサCHと、第1の回路3d、第2の回路4dおよびエネルギー移行素子として機能するLC直列体LC12、LC13を有する定倍回路5dとを備える。

第1の回路3dは、ダイオード素子から成る低圧側素子D1dA、D1dB、高圧側素子D1uA、D1uBを直列接続して構成される2個の第1の直列体（D1dA、D1uA）、（D1dB、D1uB）を電圧端子VL、Vcom間に並列接続して成り、定倍回路5d内で整流回路として動作する。第2の回路4dは、半導体素子としてのMOSFETから成る低圧側素子S2d、S3d、高圧側素子S2u、S3uを直列接続して構成される2個の第2の直列体（S2d、S2u）、（S3d、S3u）を直列接続して成り、低圧側の第2の直列体（S2d、S2u）には、平滑コンデンサCL2が並列接続される。また、2個の第2の直列体（S2d、S2u）、（S3d、S3u）は、定倍回路5d内で駆動回路として動作する。

【0112】

そして、LC直列体LC12は、コンデンサCr12およびインダクタLr12の直列回路で構成され、第1の直列体（D1dA、D1uA）の中間点と第2の直列体（S2d、S2u）の中間点との間に接続される。LC直列体LC13は、コンデンサCr13およびインダクタLr13の直列回路で構成され、第1の直列体（D1dB、D1uB）の中間点と第2の直列体（S3d、S3u）の中間点との間に接続される。以下、MOSFETから成る低圧側素子S2d、S3d、高圧側素子S2u、S3uを単にS2d、S3d、S2u、S3uと、ダイオード素子から成る低圧側素子D1dA、D1dB、高圧側素子D1uA、D1uBを単にD1dA、D1dB、D1uA、D1uBと称す。

【0113】

また、DC/DC電力変換主回路1dは、上記各実施の形態と同様に、MOSFETから成るSpd、Spuを直列接続した直列体（Spd、Spu）を電圧端子VL、Vcom間に接続して成るPWM回路6と、PWM回路6の中間点と第2の回路4dの高圧側端子Vmとの間に接続されたPWM用コンデンサとしてのコンデンサCsと、電圧端子VHと高圧側端子Vmとの間に接続されるリアクトルLcとを備える。

なお、各MOSFETは、ソース、ドレイン間に寄生ダイオードが形成されているパワーMOSFETである。

【0114】

このようなDC/DC電力変換装置における接続の詳細について説明する。なお、上記実施の形態6と同様の部分は省略する。

S2dのソース端子は電圧端子VLに、ドレイン端子はS2uのソース端子に、S2uのドレイン端子はS3dのソース端子に接続されている。S3dのドレイン端子はS3uのソース端子に、S3uのドレイン端子はリアクトルLcとコンデンサCsとの接続点に接続されている。D1dAのアノード端子は電圧端子Vcomに、カソード端子はD1uのアノード端子に、D1uのカソード端子は電圧端子VLに接続されている。D1dBのアノード端子は電圧端子Vcomに、カソード端子はD1uBのアノード端子に、D1uBのカソード端子は電圧端子VLに接続されている。LC直列体LC12の一端は、S2dとS2uとの接続点に接続され、他端はD1dAとD1uAとの接続点に接続されている。LC直列体LC13の一端は、S3dとS3uとの接続点に接続され、他端はD1dBとD1uBとの接続点に接続されている。

【0115】

S2d、S2u、S3d、S3u、Spd、Spuのゲート端子と、電圧端子VL、Vcomは、制御回路2dに接続されている。S2d、S2u、S3d、S3u、Spd、Spuのゲート端子には、各MOSFETのソース端子の電圧を基準としたゲート信号GS2d、GS2u、GS3d、GS3u、GSpd、GSpuが入力され、制御回路2dには、電圧端子VL、Vcomの各電圧が入力される。

【 0 1 1 6 】

上述したように、この実施の形態による D C / D C 電力変換装置は、電圧端子 V_H、V_{com} 間に入力された電圧 V₂を、 $0.29 \times V_2 \sim 0.4 \times V_2$ に降圧された電圧 V₁にする降圧動作を行うが、 $0.29 \times V_2 \sim 0.33 \times V_2$ に降圧する第 1 の場合と、 $0.33 \times V_2 \sim 0.4 \times V_2$ に降圧する第 2 の場合とで制御が異なる。

まず、第 1 の場合、即ち、電圧端子 V_H、V_{com}間に入力された電圧 V₂を、 $0.29 \times V_2 \sim 0.33 \times V_2$ となる電圧 V₁に降圧して電圧端子 V_L、V_{com}間に出力する動作について説明する。電圧端子 V_L、V_{com}間には電気負荷が接続され、エネルギーを電圧端子 V_H、V_{com} 電圧端子 V_L、V_{com}の経路で移行して消費する。また、平滑コンデンサ C_L、C_{L2}、C_H、コンデンサ C_sの容量値は、L C 直列体 L_{C12}、L_{C13}のコンデンサ C_{r12}、C_{r13}の容量値と比較して十分大きな値に設定される。L_{r12}と C_{r12}から決まる L C 直列体 L_{C12}の共振周期と、L_{r13}と C_{r13}から決まる L C 直列体 L_{C13}の共振周期は、ほぼ同じとする。

【 0 1 1 7 】

図 2 0 に、定倍回路 5 d 内の各 MOSFET のゲート信号 G_{S2d}、G_{S2u}、G_{S3d}、G_{S3u}と、P W M 回路 6 内の各 MOSFET のゲート信号 G_{Spd}、G_{Spu}と、各 L C 直列体 L_{C12}、L_{C13}を流れる電流 I_{Lr1}、I_{Lr2}と、第 2 の回路 4 d の高圧側端子 V_mの電圧 (V_mと表示)と、リアクトル L_cの電流 I_{Lc}との各波形を示す。なお、各 MOSFET はゲート信号がハイ電圧でオンする。図 2 0 に示すように、定倍回路 5 d 用のゲート信号 G_{S2d}、G_{S2u}、G_{S3d}、G_{S3u}は、L C 直列体 L_{C12}、L_{C13}のコンデンサ C_{r12}、C_{r13}の容量値とインダクタ L_{r12}、L_{r13}のインダクタンス値とから決まる共振周期 T と同じかやや大きな周期で、デューティ比約 5 0 % で 1 周期に 1 パルスのオンオフ信号である。P W M 回路 6 用のゲート信号 G_{Spd}、G_{Spu}は、定倍回路 5 d 用のゲート信号 G_{S2d}、G_{S2u}、G_{S3d}、G_{S3u}と同期する同じ周期で、降圧率に応じて決定される 1 周期に 1 パルスのオンオフ信号である。

コンデンサ C_sには約 $3 \times V_1$ の電圧が蓄積され、平滑コンデンサ C_{L2}には約 V₁の電圧が蓄積されている。また、以下に述べる動作の繰り返しによって、コンデンサ C_{r12}には電圧 V₁がコンデンサ C_{r13}には約 $2 \times V_1$ の電圧が、それぞれ平均的に蓄積されている。なお、コンデンサ C_sおよび平滑コンデンサ C_{L2}への初期充電動作については後述する。

【 0 1 1 8 】

期間 v₁において、ゲート信号 G_{S2d}はロウ電圧、ゲート信号 G_{S2u}はハイ電圧、ゲート信号 G_{S3d}はハイ電圧、ゲート信号 G_{S3u}はロウ電圧、ゲート信号 G_{Spu}はハイ電圧、ゲート信号 G_{Spd}はロウ電圧となっている。S_{2u}および S_{3d}がオンすることにより、エネルギーは、平滑コンデンサ C_{L2} S_{2u} インダクタ L_{r12} コンデンサ C_{r12} D_{1uA}の経路と、コンデンサ C_{r13} インダクタ L_{r13} S_{3d} 平滑コンデンサ C_{L2} 平滑コンデンサ C_L D_{1dB}の経路とで、コンデンサ C_{r12}および平滑コンデンサ C_L、C_{L2}に移行する。一方、S_{pd}がオフし S_{pu}がオンすることにより、平滑コンデンサ C_Lにコンデンサ C_sが直列に接続された状態となって、高圧側端子 V_mの電圧 (V_m) が $4 \times V_1$ となる。これにより、リアクトル L_cに蓄積されているエネルギーが放出され、エネルギーは、リアクトル L_c コンデンサ C_s S_{pu} 平滑コンデンサ C_L 平滑コンデンサ C_Hの経路で平滑コンデンサ C_Lに移行する。リアクトル L_cに流れる電流 I_{Lc}は、リアクトル L_cのインダクタンス値とリアクトル L_cの両端電圧で決まる傾きで絶対値を減少しながら流れる (図中、電流は負極性の電流として表している)。

【 0 1 1 9 】

期間 v₂において、ゲート信号 G_{S2d}はロウ電圧、ゲート信号 G_{S2u}はハイ電圧、ゲート信号 G_{S3d}はハイ電圧、ゲート信号 G_{S3u}はロウ電圧、ゲート信号 G_{Spu}はロウ電圧、ゲート信号 G_{Spd}はハイ電圧となっている。S_{2u}および S_{3d}はオン状態を維持したままで、コンデンサ C_{r12}および平滑コンデンサ C_L、C_{L2}へのエネルギー移行動作は、期間 v₁から継続している。この動作は、L C 直列体 L_{C12}、L_{C13}の共振周期 T の $1/2$ である $T/2$ 時間続く。一方、S_{pu}がオフし S_{pd}がオンすることにより、高圧側端子 V_mの電圧 (V_m) が $3 \times V_1$ となる。これによりエネルギーは、リアクトル L_cを介して、平滑コンデンサ C_H リアクトル L_c コンデンサ C_s S_{pd}の経路でコンデンサ C_sに移行すると同時に、リアクトル L_cにエネルギーが蓄積される。リアクトル L_cに流れる電流 I_{Lc}は、リアクトル L_cのインダクタンス値とリアクトル L_c

の両端電圧で決まる傾きで絶対値を増加しながら流れる。

【 0 1 2 0 】

期間 v_3 において、ゲート信号GS2dはハイ電圧、ゲート信号GS2uはロウ電圧、ゲート信号GS3dはロウ電圧、ゲート信号GS3uはハイ電圧、ゲート信号GSpuはロウ電圧、ゲート信号GSpdはハイ電圧となっている。Spdはオン状態を維持したままで、リアクトルLcを介したコンデンサCsへのエネルギー移行動作は、期間 v_2 から継続している。また、S2uがオフしS2dがオン、S3uがオンしS3dがオフすることにより、コンデンサCr12およびコンデンサCsに蓄積されたエネルギーが、コンデンサCr12 インダクタLr12 S2d 平滑コンデンサCL D1dAの経路と、コンデンサCs S3u インダクタLr13 コンデンサCr13 D1uB 平滑コンデンサCL Spdの経路とで、平滑コンデンサCLおよびコンデンサCr13に移行する。この動作は、L C直列体LC12、LC13の共振周期Tの $1/2$ である $T/2$ 時間続く。

10

【 0 1 2 1 】

この一連の動作の繰り返しにより、電圧を降圧調整して出力する。

定倍回路5dは、第2の回路4dの2個の第2の直列体(S2d, S2u)、(S3d, S3u)を駆動回路として、第1の回路3dの2個の第1の直列体(D1dA, D1uA)、(D1dB, D1uB)を整流回路として動作させ、コンデンサCsからコンデンサCr12、Cr13および平滑コンデンサCL2へ、さらに平滑コンデンサCLへのエネルギー移行を繰り返し行う。また、PWM回路6は、定倍回路5dの高圧側端子となる高圧側端子Vmの電圧(Vm)を、期間($v_2 + v_3$)において $3 \times V_1$ とし、それ以外の期間では $4 \times V_1$ として、リアクトルLcに接続することで、平滑コンデンサCHからリアクトルLcを介してコンデンサCsおよび平滑コンデンサCLへエネルギーを移行する。

20

【 0 1 2 2 】

期間($v_2 + v_3$)の長さを調整することにより、出力電圧V1の高さ、即ち降圧率を制御することができる。期間($v_2 + v_3$)が長いと出力電圧V1は高く、短いと低くなる。コンデンサCr13へのエネルギー蓄積期間として共振周期Tの $1/2$ の期間を設ける必要があり、その間はS2u、S3d、Spdがオン状態である。このため、ゲート信号GS2d、GS2u、GS3d、GS3u、GSpd、GSpuの周期、即ち各MOSFETの駆動周期と共振周期Tをほぼ同じとすると、Spdのオン期間である期間($v_2 + v_3$)の長さは $T/2 \sim T$ の範囲で調整される。即ち、調整可能な出力電圧V1は、 $(0.29 \times V_2) \sim V_1 \sim (0.33 \times V_2)$ となる。

制御回路2dは、所望の降圧率に応じて予め期間($v_2 + v_3$)の長さを決定して、1周期に1パルスのゲート信号GSpd、GSpuを生成する。また、制御回路2dでは、電圧端子VL、Vcomの各電圧が入力され、電圧端子VL、Vcom間の電圧に応じて、ゲート信号GSpd、GSpuを生成する際にそのパルス幅である期間($v_2 + v_3$)の長さを調整する。即ち、電圧端子VL、Vcom間の電圧である出力電圧V1の変動を抑制するように期間($v_2 + v_3$)の長さを調整することにより、所望の降圧率の出力電圧V1を確実に得ることができる。

30

【 0 1 2 3 】

次に、コンデンサCsおよび平滑コンデンサCL2への初期充電動作について説明する。コンデンサCsには電圧 $3 \times V_1$ が、平滑コンデンサCL2には電圧V1が蓄積されている必要がある。

初期充電動作において、定倍回路5d内のS2d、S2uとS3d、S3uおよびPWM回路6内のSpd、Spuを周期Tで、図20で示した降圧動作時と同様のデューティ比にてオンオフする。この動作により、コンデンサCsに電圧 $3 \times V_1$ を充電すると同時に平滑コンデンサCL2に電圧V1を充電することができる。このとき、電圧V1は、 $(0.29 \times V_2) \sim V_1 \sim (0.33 \times V_2)$ となっている。

40

【 0 1 2 4 】

このように動作するDC/DC電力変換装置に用いるリアクトルLcの仕様(特性)は、上記各実施の形態と同様に、平均電流値Iaveは小さく、インダクタンス値Lは出力電圧レベルが低い側で各段と小さくなる。また、リアクトルLcのサイズの目安となる $L \times I_{ave}^2$ も大幅に小さくなる。このように、従来は大型部品であったリアクトルのサイズを各段と小さくでき、DC/DC電力変換装置の小型化、軽量化が促進する。

50

【 0 1 2 5 】

次に、第 2 の場合、即ち、電圧端子VH、Vcom間に入力された電圧V2を、 $0.33 \times V2 \sim 0.4 \times V2$ となる電圧V1に降圧して電圧端子VL、Vcom間に出力する動作について説明する。電圧端子VL、Vcom間には電気負荷が接続され、エネルギーを電圧端子VH、Vcom 電圧端子VL、Vcomの経路で移行して消費する。また、平滑コンデンサCL、CL2、CH、コンデンサCsの容量値は、LC直列体LC12、LC13のコンデンサCr12、Cr13の容量値と比較して十分大きな値に設定される。Lr12とCr12から決まるLC直列体LC12の共振周期と、Lr13とCr13から決まるLC直列体LC13の共振周期は、ほぼ同じとする。

【 0 1 2 6 】

図 2 1 に、定倍回路 5 d 内の各MOSFETのゲート信号GS2d、GS2u、GS3d、GS3uと、PWM回路 6 内の各MOSFETのゲート信号GSpd、GSpuと、各LC直列体LC12、LC13を流れる電流ILr1、ILr2と、第 2 の回路 4 d の高圧側端子Vmの電圧(Vmと表示)と、リアクトルLcの電流ILcとの各波形を示す。なお、各MOSFETはゲート信号がハイ電圧でオンする。図 2 1 に示すように、定倍回路 5 d 用のゲート信号GS2d、GS2u、GS3d、GS3uは、LC直列体LC12、LC13のコンデンサCr12、Cr13の容量値とインダクタLr12、Lr13のインダクタンス値とから決まる共振周期Tと同じかやや大きな周期で、デューティ比約50%で1周期に1パルスのオンオフ信号である。PWM回路 6 用のゲート信号GSpd、GSpuは、定倍回路 5 d 用のゲート信号GS2d、GS2u、GS3d、GS3uと同期する同じ周期で、降圧率に応じて決定される1周期に1パルスのオンオフ信号である。

コンデンサCsには約 $2 \times V1$ の電圧が蓄積され、平滑コンデンサCL2には約V1の電圧が蓄積されている。また、以下に述べる動作の繰り返しによって、コンデンサCr12には電圧V1がコンデンサCr13には約 $2 \times V1$ の電圧が、それぞれ平均的に蓄積されている。なお、コンデンサCsおよび平滑コンデンサCL2への初期充電動作については後述する。

【 0 1 2 7 】

期間vv1において、ゲート信号GS2dはハイ電圧、ゲート信号GS2uはロウ電圧、ゲート信号GS3dはロウ電圧、ゲート信号GS3uはハイ電圧、ゲート信号GSpdはロウ電圧となっている。S2d、S3u、Spuがオンすることにより、エネルギーは、コンデンサCr12 インダクタLr12 S2d 平滑コンデンサCL D1dAの経路と、コンデンサCs S3u インダクタLr13 コンデンサCr13 D1uB Spuの経路とで、平滑コンデンサCLおよびコンデンサCr13に移行する。この動作は、LC直列体LC12、LC13の共振周期Tの $1/2$ である $T/2$ 時間続く。一方、Spdがオフ、Spuがオンすることにより、平滑コンデンサCLにコンデンサCsが直列に接続された状態となって、高圧側端子Vmの電圧(Vm)が $3 \times V1$ となる。これにより、リアクトルLcに蓄積されたエネルギーが放出され、リアクトルLc コンデンサCs Spu 平滑コンデンサCL 平滑コンデンサCHの経路で、平滑コンデンサCLおよびコンデンサCsに移行する。リアクトルLcに流れる電流ILcは、リアクトルLcのインダクタンス値とリアクトルLcの両端電圧で決まる傾きで絶対値を減少しながら流れる(図中、電流は負極性の電流として表している)。

【 0 1 2 8 】

期間vv2において、ゲート信号GS2dはロウ電圧、ゲート信号GS2uはハイ電圧、ゲート信号GS3dはハイ電圧、ゲート信号GS3uはロウ電圧、ゲート信号GSpdはロウ電圧となっている。Spuはオン状態を維持したままで、リアクトルLcのエネルギー放出による平滑コンデンサCLおよびコンデンサCsへのエネルギー移行動作は、期間vv1から継続している。一方、S2u、S3dがオンすることにより、エネルギーは、平滑コンデンサCL S2u インダクタLr12 コンデンサCr12 D1uAの経路と、コンデンサCr13 インダクタLr13 S3d 平滑コンデンサCL2 平滑コンデンサCL D1dBの経路とで、コンデンサCr12および平滑コンデンサCL、CL2に移行する。

【 0 1 2 9 】

期間vv3において、ゲート信号GS2dはロウ電圧、ゲート信号GS2uはハイ電圧、ゲート信号GS3dはハイ電圧、ゲート信号GS3uはロウ電圧、ゲート信号GSpdはロウ電圧、ゲート信号GSpdはハイ電圧となっている。S2u、S3dはオン状態を維持したままで、コンデンサCr12お

10

20

30

40

50

よび平滑コンデンサCL、CL2へのエネルギー移行は期間vv2から継続している。この動作は、LC直列体LC12、LC13の共振周期Tの $1/2$ である $T/2$ 時間続く。一方、SpuがオフしSpdがオンすることにより、高圧側端子Vmの電圧(Vm)が $2 \times V1$ になり、エネルギーは、リアクトルLcを介して、平滑コンデンサCH、リアクトルLc、コンデンサCs、Spdの経路で、コンデンサCsに移行すると同時に、リアクトルLcにエネルギーが蓄積される。リアクトルLcに流れる電流ILcは、リアクトルLcのインダクタンス値とリアクトルLcの両端電圧で決まる傾きで絶対値を増加しながら流れる。

【0130】

この一連の動作の繰り返しにより、電圧を降圧調整して出力する。

定倍回路5dは、第2の回路4dの2個の第2の直列体(S2d, S2u)、(S3d, S3u)を駆動回路として、第1の回路3dの2個の第1の直列体(D1dA, D1uA)、(D1dB, D1uB)を整流回路として動作させ、コンデンサCsからコンデンサCr12、Cr13および平滑コンデンサCL2へ、さらに平滑コンデンサCLへのエネルギー移行を繰り返し行う。また、PWM回路6は、定倍回路5dの高圧側端子となる高圧側端子Vmの電圧(Vm)を、期間vv3において $2 \times V1$ とし、それ以外の期間では $3 \times V1$ として、リアクトルLcに接続することで、平滑コンデンサCHからリアクトルLcを介してコンデンサCsおよび平滑コンデンサCLへエネルギーを移行する。

【0131】

期間vv3の長さを調整することにより、出力電圧V1の高さ、即ち降圧率を制御することができる。期間vv3が長いと出力電圧V1は高く、短いと低くなる。コンデンサCr13へのエネルギー蓄積期間として共振周期Tの $1/2$ の期間を設ける必要があり、その間はS2d、S3u、Spuがオン状態である。このため、ゲート信号GS2d、GS2u、GS3d、GS3u、GSpd、GSpuの周期、即ち各MOSFETの駆動周期と共振周期Tをほぼ同じとすると、Spdのオン期間である期間vv3の長さは $T/2$ 以下である。即ち、調整可能な出力電圧V1は、 $(0.33 \times V2)$ 、 $V1 (0.4 \times V2)$ となる。

制御回路2dは、所望の降圧率に応じて予め期間vv3の長さを決定して、1周期に1パルスのゲート信号GSpd、GSpuを生成する。また、制御回路2dでは、電圧端子VL、Vcomの各電圧が入力され、電圧端子VL、Vcom間の電圧に応じて、ゲート信号GSpd、GSpuを生成する際にそのパルス幅である期間vv3の長さを調整する。即ち、電圧端子VL、Vcom間の電圧である出力電圧V1の変動を抑制するように期間vv3の長さを調整することにより、所望の出力電圧V1を確実に得ることができる。

【0132】

次に、コンデンサCsおよび平滑コンデンサCL2への初期充電動作について説明する。コンデンサCsには電圧 $2 \times V1$ が、平滑コンデンサCL2には電圧V1が蓄積されている必要がある。初期充電動作において、定倍回路5d内のS2d、S2uとS3d、S3uおよびPWM回路6内のSpd、Spuを周期Tで、図21で示した降圧動作時と同様のデューティ比にてオンオフする。この動作により、コンデンサCsに電圧 $2 \times V1$ を充電すると同時に平滑コンデンサCL2に電圧V1を充電することができる。このとき、電圧V1は、 $(0.33 \times V2)$ 、 $V1 (0.4 \times V2)$ となっている。

【0133】

このように動作するDC/DC電力変換装置に用いるリアクトルLcの仕様(特性)は、上記第1の場合と同様に、リアクトルLcのサイズの目安となる $L \times I_{ave}^2$ を大幅に低減でき、リアクトルのサイズを各段と小さくでき、DC/DC電力変換装置の小型化、軽量化が促進する。

【0134】

また、上述した第1の場合、第2の場合のいずれにおいても、上記実施の形態1と同様に、リアクトルLcに接続する電圧レベルとその期間を制御するPWM回路6内のSpd、Spuに印加される電圧、およびSpd、Spuに流れる電流を、従来のものに比べて各段と低減でき、損失を低減できる。また、PWM回路6内のMOSFET(Spd、Spu)は、定倍回路5d内のMOSFETと同様に、定格の小さな素子を用いることができ、各MOSFETを各段と高周波で駆動

10

20

30

40

50

することができる。その結果リアクトル L_c のインダクタンス値 L を小さくでき、さらにリアクトル L_c を小型、軽量にできる。

【0135】

また、定倍回路5dにおいて、エネルギー移行にLC共振を利用し、各MOSFETの駆動周期を、共振周期 T と同じかやや大きくした。このため、MOSFETのスイッチング時に、MOSFETを流れる電流値はゼロで、損失の小さな高効率なエネルギー移行が可能となる。また、共振電流を利用して効率良くエネルギー移行するため、コンデンサ Cr_{12} 、 Cr_{13} およびインダクタ Lr_{12} 、 Lr_{13} は、定格の小さな小型素子を使用できる。

【0136】

なお、この実施の形態においても、上記実施の形態1と同様に、インダクタ Lr_{12} はコンデンサ Cr_{12} の充放電経路内に、インダクタ Lr_{13} はコンデンサ Cr_{13} の充放電経路内に接続すれば良く、同様の効果が得られる。

また、インダクタ Lr_{12} 、 Lr_{13} を省略した構成としても良く、その場合は、定倍回路5dにおいて、共振電流を利用した高効率なエネルギー移行とはならないが、PWM回路6内のMOSFET (Spd、Spu) に定格の小さな素子を用いることができ、高周波駆動が可能であると共にリアクトル L_c を各段と小型、軽量にできる効果は同様に得られる。

【0137】

また、電圧端子 VH 、 V_{com} 間に入力された電圧 V_2 を、上記第1の場合では $0.29 \times V_2 \sim 0.33 \times V_2$ に降圧し、上記第2の場合では $0.33 \times V_2 \sim 0.4 \times V_2$ に降圧したが、降圧率に応じて制御回路2dが第1の場合、あるいは第2の場合で示した制御を選択して用いることで、 $0.29 \times V_2 \sim 0.4 \times V_2$ に降圧して電圧端子 VL 、 V_{com} 間に出力する事ができる。

【0138】

実施の形態8 .

以下、この発明の実施の形態8によるDC/DC電力変換装置について説明する。

上記実施の形態6、7では、整流回路として動作する2つの直列体を、ダイオード素子から成る低圧側素子と高圧側素子とを直列接続して構成したが、この実施の形態では、上記実施の形態5と同様に半導体スイッチ素子としてのMOSFETから成る低圧側素子と高圧側素子とを直列接続して構成する。即ち、上記実施の形態6の図12で示したDC/DC電力変換主回路1cにおいて、第2の回路4cの替わりに、上記実施の形態7の図19で示した第2の回路4dを用いる。そして、制御回路2cには、電圧端子 VL 、 VH 、 V_{com} の各電圧が入力され、 $S1dA$ 、 $S1uA$ 、 $S1dB$ 、 $S1uB$ 、 $S1d$ 、 $S1u$ 、 $S2d$ 、 $S2u$ 、 Spd 、 Spu のゲート端子には、各MOSFETのソース端子の電圧を基準としたゲート信号 $GS1dA$ 、 $GS1uA$ 、 $GS1dB$ 、 $GS1uB$ 、 $GS1d$ 、 $GS1u$ 、 $GS2d$ 、 $GS2u$ 、 $GSpd$ 、 $GSpu$ が制御回路2bから入力される。

【0139】

この実施の形態では、昇圧動作時には、上記実施の形態6で示した制御および動作を行い、降圧動作時には、上記実施の形態7で示した制御および動作を行う。このように、昇圧動作と降圧動作を切り換えることにより、昇降圧動作を実現している。

なお、昇圧動作時における第2の回路4d、および降圧動作時における第1の回路3cは、整流回路として用いるため、各MOSFETをオフさせてソース、ドレイン間の寄生ダイオードにて整流することで上記実施の形態6および上記実施の形態7と同様の動作となる。この整流回路としての動作は、寄生ダイオードの導通タイミングに合わせて各MOSFETをオン動作させてもよく、より損失が小さくなる。

【0140】

以上のように、この実施の形態では、昇圧機能と降圧機能との双方のDC/DC電力変換機能を有し、しかも、上記各実施の形態と同様に、PWM回路6内のMOSFET (Spd、Spu) を、定格の小さな素子を用いて各MOSFETの高周波駆動を可能にし、リアクトル L_c のサイズを各段と小さくしてDC/DC電力変換装置の小型化、軽量化を促進すると共に、高効率なエネルギー移行を実現する。

【0141】

10

20

30

40

50

なお、上記実施の形態 6 ~ 8 では、定倍回路 5 c、5 d は、第 1 の直列体、第 2 の直列体および LC 直列体をそれぞれ 2 個備えとしたが、3 個以上の同数有しても良い。第 1 の直列体、第 2 の直列体および LC 直列体をそれぞれ 3 個以上の N 個有した場合、第 1 の回路では、N 個の第 1 の直列体が電圧端子 VL、Vcom 間に並列接続され、第 2 の回路では、N 個の第 2 の直列体が第 1 の回路の高圧側に直列接続され、N 個の第 2 の直列体の内、低圧側の N - 1 個の第 2 の直列体にそれぞれ平滑コンデンサが並列接続される。そして、各 LC 直列体は、各第 1 の直列体の中間点と各第 2 の直列体の中間点との間にそれぞれ接続される。これにより、広範囲の昇圧率、降圧率に対応できる DC / DC 電力変換装置で、上記実施の形態 6 ~ 8 と同様の効果が得られる。

【0142】

10

なお、上記各実施の形態では、各半導体スイッチング素子に、ソース、ドレイン間に寄生ダイオードが形成されているパワー MOSFET を用いたが、ダイオードを逆並列接続した他の半導体スイッチ素子でも良く、ダイオードを逆並列接続した IGBT が効果的に使用でき、同様の効果が得られる。

【符号の説明】

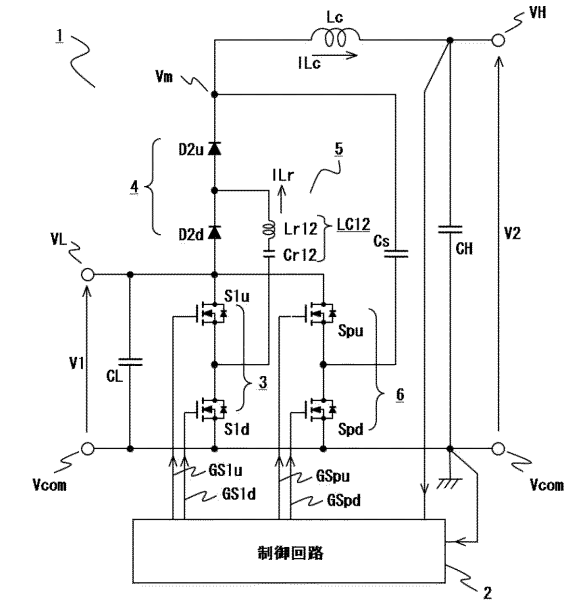
【0143】

1, 1a ~ 1d DC / DC 電力変換主回路、2, 2a ~ 2d 制御回路、
 3, 3a ~ 3d 第 1 の回路、4, 4a ~ 4d 第 2 の回路、
 5, 5a ~ 5d 定倍回路、6 PWM 回路、CH 高圧側平滑コンデンサ、
 CL 低圧側平滑コンデンサ、CL2 平滑コンデンサ、Cr12, Cr13 コンデンサ、
 Cs PWM 用コンデンサ、
 D1d, D1u, D1dA, D1uA, D1dB, D1uB, D2d, D2u, D3d, D3u ダイオード素子、
 (D1d, D1u), (D1dA, D1uA), (D1dB, D1uB) 第 1 の直列体、
 (D2d, D2u), (D3d, D3u) 第 2 の直列体、
 GS1d, GS1u, GS1dA, GS1uA, GS1dB, GS1uB, GS2d, GS2u, GS3d, GS3u ゲート信号 (定倍回路用)、
 GSpd, Gspu ゲート信号 (PWM 回路用)、Lc リアクトル、Lr12, Lr13 インダクタ、
 S1d, S1u, S1dA, S1uA, S1dB, S1uB, S2d, S2u, S3d, S3u, Spd, Spu 半導体スイッチ素子としての MOSFET、
 (S1d, S1u), (S1dA, S1uA), (S1dB, S1uB) 第 1 の直列体、
 (S2d, S2u), (S3d, S3u) 第 2 の直列体、(VL, Vcom) 低圧側入出力両端子、
 (VH, Vcom) 高圧側入出力両端子、Vcom 共通端子 (負極側端子)、
 Vm 第 2 の回路の高圧側端子。

20

30

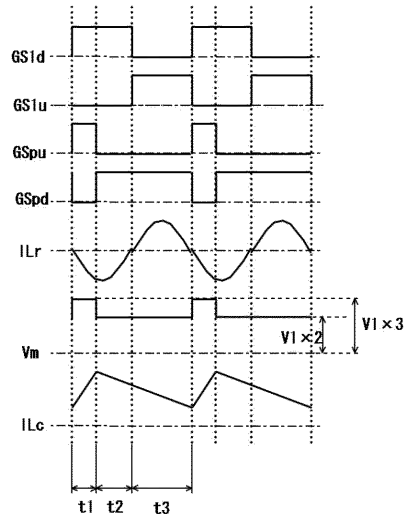
【図 1】



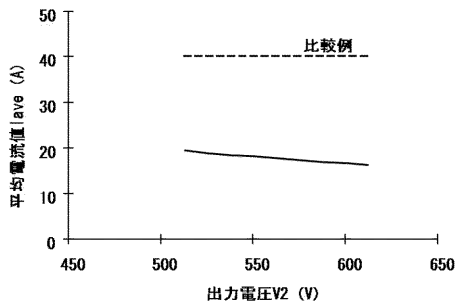
CH: 高圧側平滑コンデンサ
CL: 低圧側平滑コンデンサ
Cr12: コンデンサ
Cs: PWM用コンデンサ
D2d, D2u: ダイオード素子
(D2d, D2u): 第2の直列体
GS1d, GS1u: ゲート信号(定倍回路用)
GSpu, GSpd: ゲート信号(PWM回路用)
Lc: インダクタ
Lr12: インダクタ
S1d, S1u, Spd, Spu: 半導体スイッチ素子

(S1d, S1u): 第1の直列体
(VL, Vcom): 低圧側入出力両端子
(VH, Vcom): 高圧側入出力両端子
Vcom: 共通端子(負極側端子)
Vm: 第2の回路の高圧側端子
1: DC/DC電力変換主回路
2: 制御回路
3: 第1の回路
4: 第2の回路
5: 定倍回路
6: PWM回路

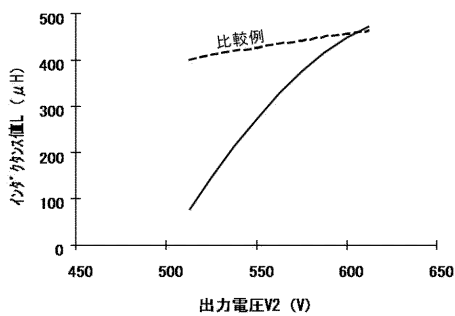
【図 2】



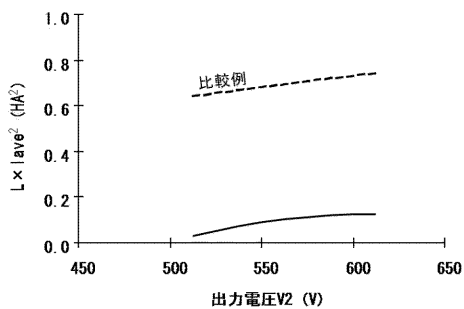
【図 3】



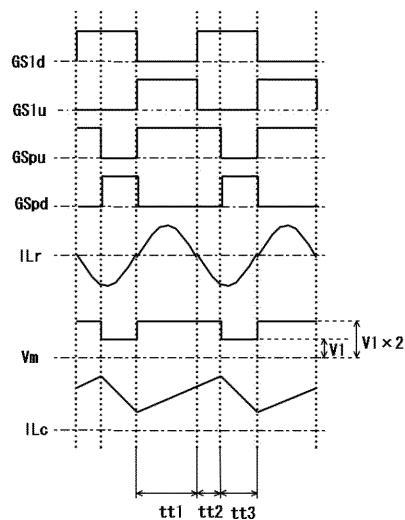
【図 4】



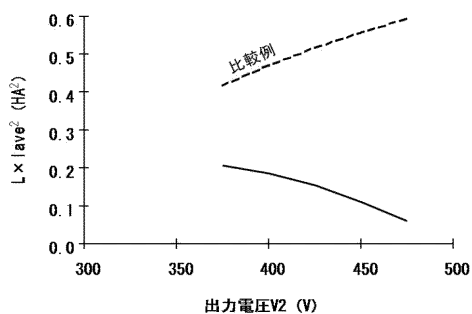
【図 5】



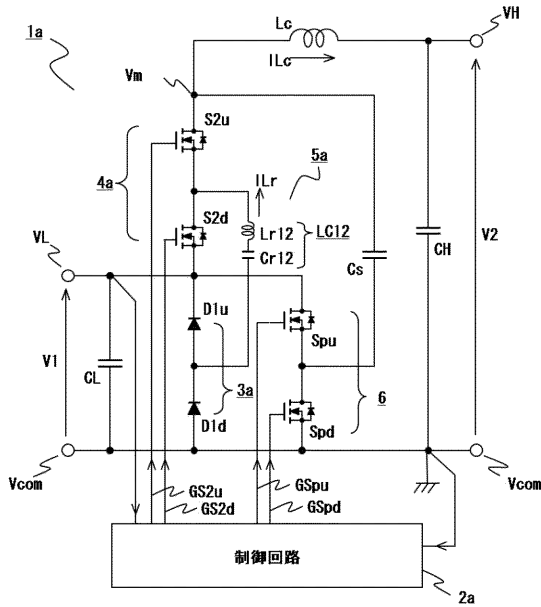
【図 6】



【図 7】

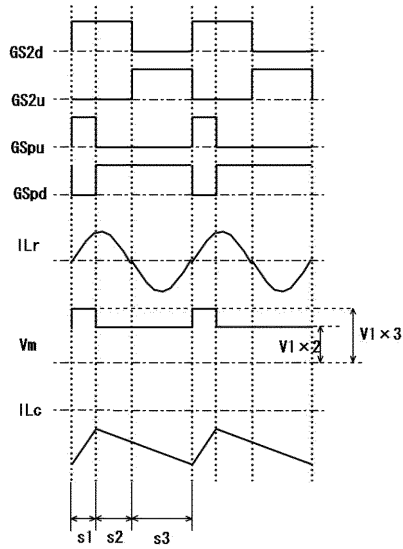


【図 8】

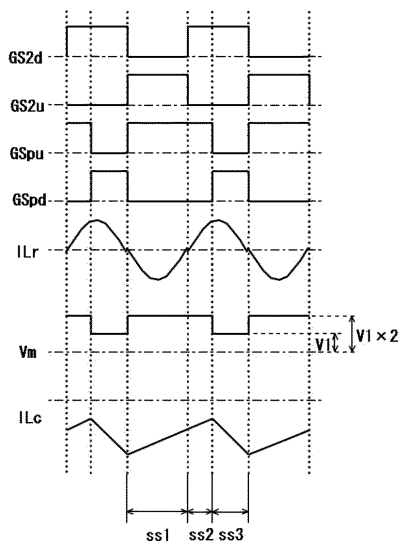


- 1a : DC/DC電力変換主回路
 2a : 制御回路
 3a : 第1の回路
 4a : 第2の回路
 5a : 定倍回路
 D1d, D1u : ダイオード素子
 (D1d, D1u) : 第1の直列体
 GS2d, GS2u : ゲート信号(定倍回路用)
 S2d, S2u : 半導体スイッチ素子
 (S2d, S2u) : 第2の直列体

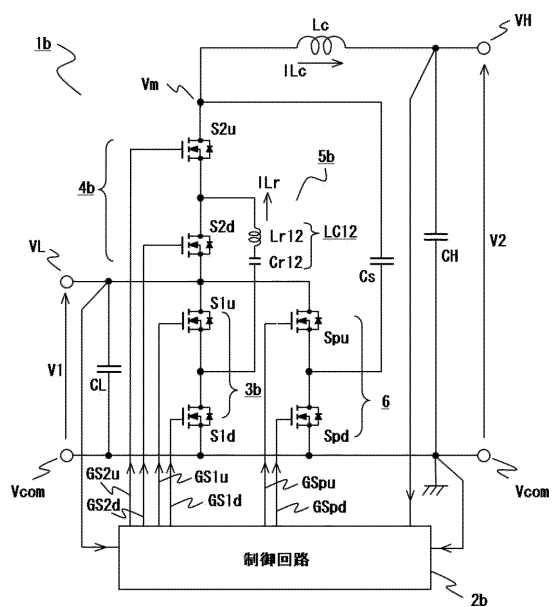
【図 9】



【図 10】

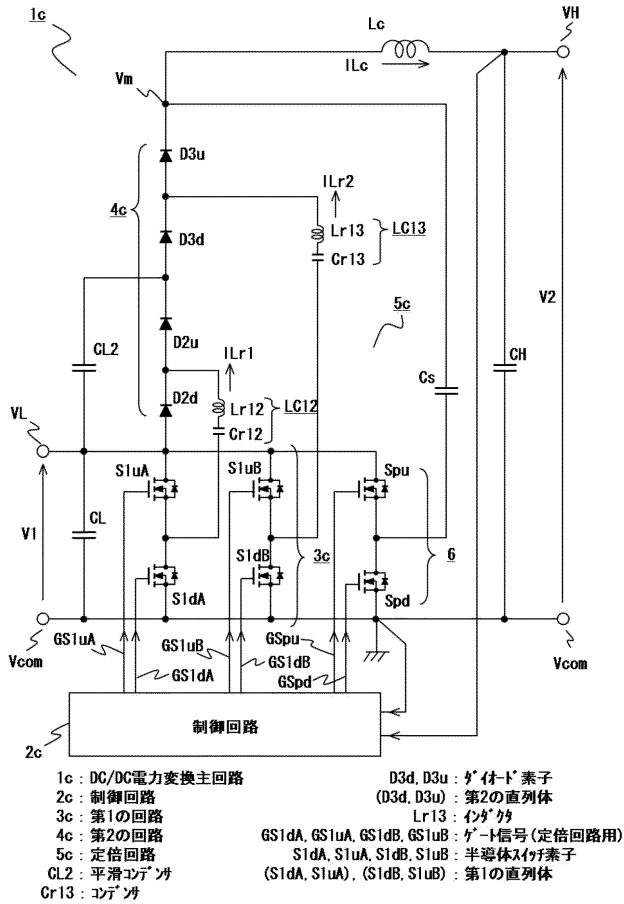


【図 11】

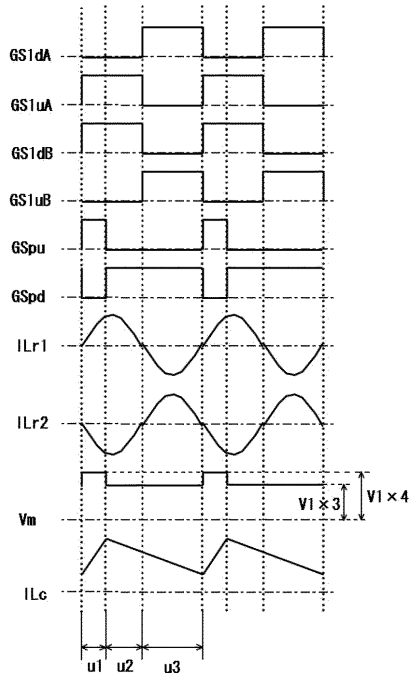


- 1b : DC/DC電力変換主回路
 2b : 制御回路
 3b : 第1の回路
 4b : 第2の回路
 5b : 定倍回路

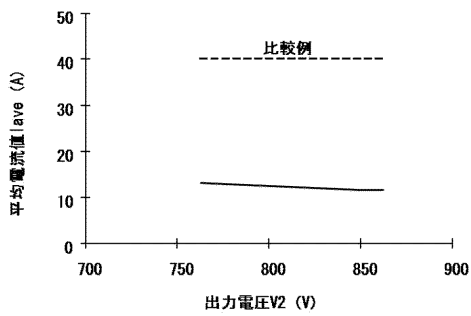
【図 1 2】



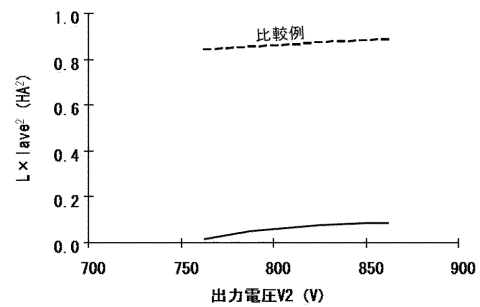
【図 1 3】



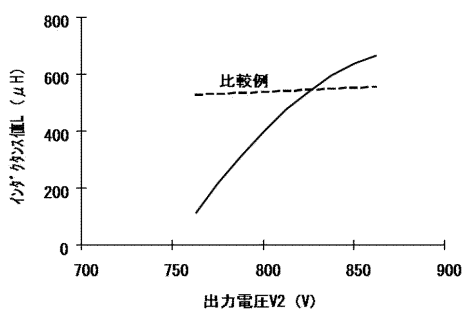
【図 1 4】



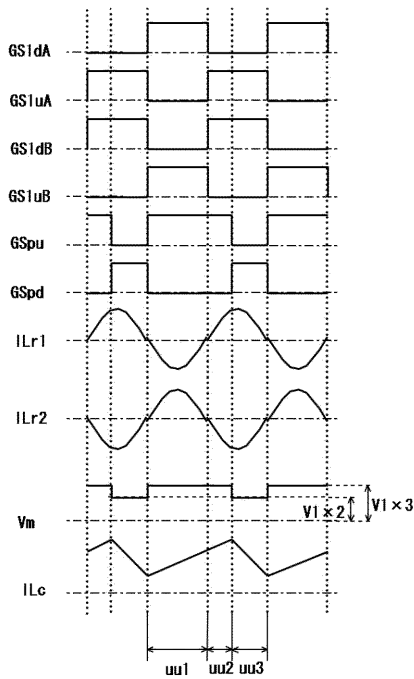
【図 1 6】



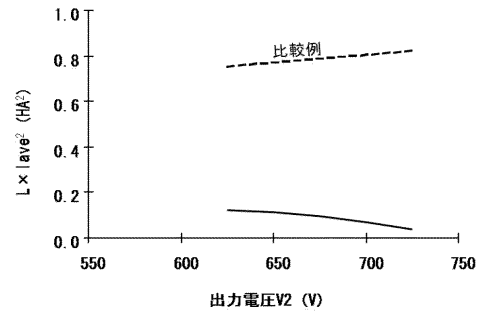
【図 1 5】



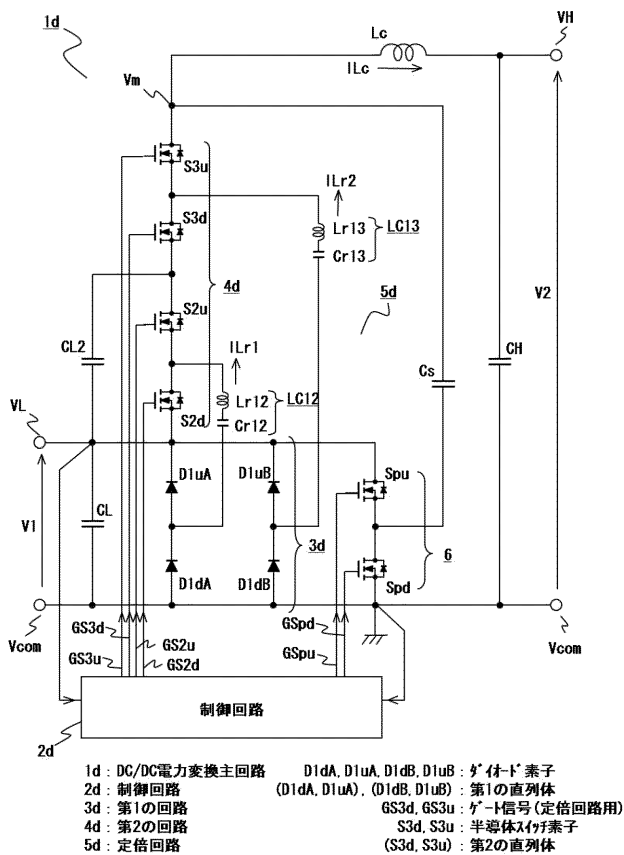
【図 17】



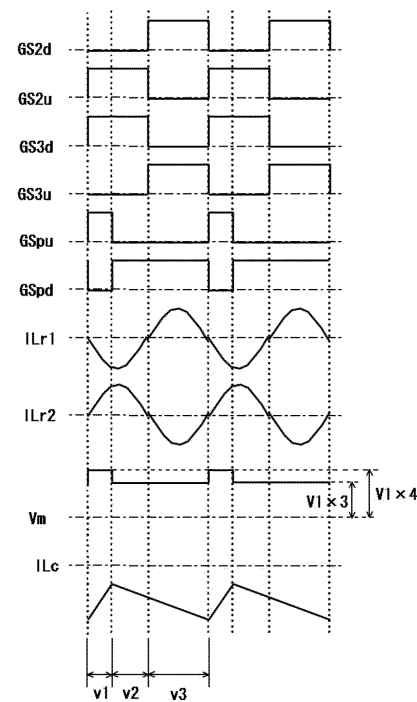
【図 18】



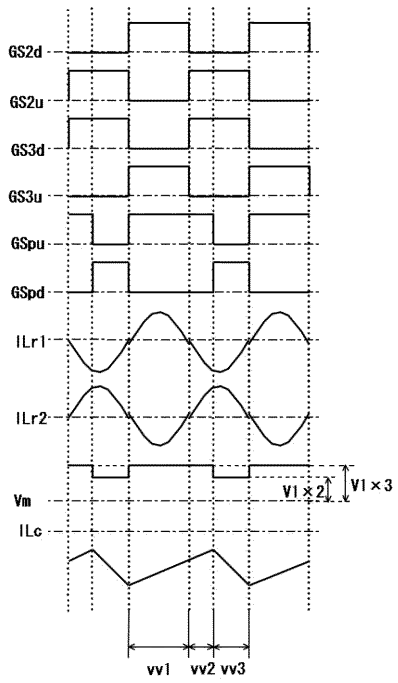
【図 19】



【図 20】



【図 21】



フロントページの続き

- (72)発明者 田中 優矢
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 奥田 達也
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 小林 勝
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 池田 又彦
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 前川 博敏
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

Fターム(参考) 5H730 AA14 AA15 AS04 BB02 BB57 BB98 DD04 DD32 FD01 FG05