

(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2012-34522

(P2012-34522A)

(43) 公開日 平成24年2月16日(2012.2.16)

(51) Int.Cl.

H02M 3/155 (2006.01)

F I

H02M 3/155

Q

テーマコード(参考)

5H730

審査請求 未請求 請求項の数 14 O L (全 43 頁)

(21) 出願番号 特願2010-173095 (P2010-173095)
 (22) 出願日 平成22年7月30日(2010.7.30)

(71) 出願人 507149648
 株式会社MERSTech
 東京都品川区上大崎二丁目15番19号
 (74) 代理人 100095407
 弁理士 木村 満
 (72) 発明者 嶋田 隆一
 東京都目黒区大岡山二丁目12番1号 国立大学法人東京工業大学内
 Fターム(参考) 5H730 AA14 AS08 AS17 BB66 DD02
 DD16 DD17 FD01 FD11 FD31
 FD41 FG01

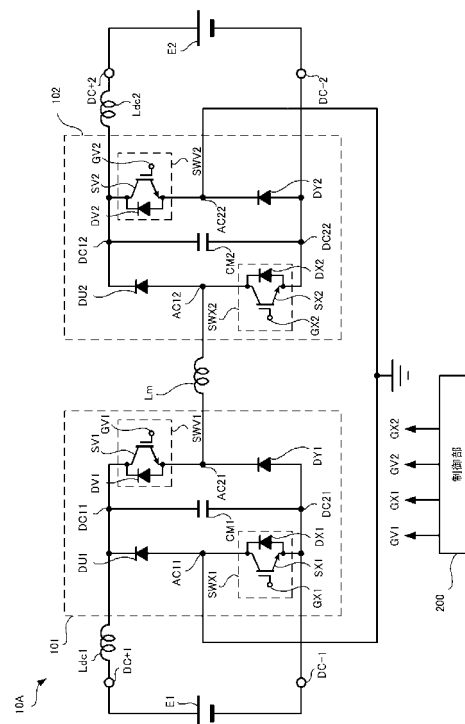
(54) 【発明の名称】 電流直列共振D C D C変換装置及び電力変換制御方法

(57) 【要約】

【課題】電源の出力電圧にかかわらず、簡単な制御で、双方向に直流電力を供給可能でかつソフトスイッチングが可能な、低損失な電流直列共振D C D C変換装置等を提供する。

【解決手段】MERS101及び102をオンすることによってコンデンサCM1及びコンデンサCM2に蓄積された静電エネルギーを放電させてインダクタLmに磁気エネルギーとして蓄積し、受電側のMERSを先にオフすることによって、インダクタLmに蓄積された磁気エネルギーを受電側のコンデンサに蓄積し、このコンデンサに蓄積された静電エネルギーによって、受電側の電池を充電する。

【選択図】図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

第 1 及び第 2 の交流端子と、第 1 及び第 2 の直流端子と、それぞれ電流路を備え、各自に供給される制御信号に応答して各自の電流路をオン及びオフするスイッチであって、各自の電流路を、オンしたとき双方向に実質的に導通させ、オフしたとき電流路の所定の一端から他端の一方方向にのみ実質的に導通させる第 1 及び第 2 のスイッチと、それぞれ電流路を備え、各自の電流路が所定の一端から他端の一方方向にのみ実質的に導通する第 1 及び第 2 の整流素子と、コンデンサと、より構成され、前記第 1 の交流端子に前記第 1 の整流素子の前記一端と前記第 2 のスイッチの前記他端とが、前記第 2 の交流端子に前記第 1 のスイッチの前記一端と前記第 2 の整流素子の前記他端とが、前記第 1 の直流端子に前記コンデンサの前記一端と前記第 1 の整流素子の前記他端と前記第 1 のスイッチの前記他端とが、前記第 2 の直流端子に前記コンデンサの前記他端と前記第 2 のスイッチの前記一端と前記第 2 の整流素子の前記一端とが、接続される第 1 及び第 2 の磁気エネルギー回生スイッチと、

外部の直流電源と直列回路をなし、当該直列回路の一端が前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の直流端子に接続され、当該直列回路の他端が前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の直流端子に接続される第 1 のインダクタと、

外部の直流負荷と直列回路をなし、当該直列回路の一端が前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の直流端子に接続され、当該直列回路の他端が前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の直流端子に接続される第 2 のインダクタと、

前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の交流端子と前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の交流端子とが電氣的に接続され、前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の交流端子と前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の交流端子とが電氣的に接続され、前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の交流端子と前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の交流端子との間、または、前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の交流端子と前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の交流端子との間に流れる電流によって磁気エネルギーを蓄える第 3 のインダクタと、

前記第 1 及び第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 及び第 2 のスイッチの各電流路をオンさせる制御信号並びにオフさせる制御信号を前記第 1 及び第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 及び第 2 のスイッチの各制御端に供給する制御手段と、を備え、

前記制御手段は、

前記第 1 及び第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 及び第 2 のスイッチをオンさせ前記第 2 の前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 及び第 2 のスイッチをオフさせた後に前記第 1 の前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 及び第 2 のスイッチをオフさせる制御、

を繰り返す、

ことを特徴とする電流直列共振 D C D C 変換装置。

【請求項 2】

前記制御手段が、前記第 1 及び第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 及び第 2 のスイッチをオンする時は前記第 3 のインダクタに電流は実質的に流れておらず、前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの第 1 及び第 2 のスイッチをオフする時は前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記コンデンサに実質的に静電エネルギーは蓄積されておらず、前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 及び第 2 のスイッチをオフする時は前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記コンデンサに実質的に静電エネルギーは蓄積されていない、

ことを特徴とする請求項 1 に記載の電流直列共振 D C D C 変換装置。

【請求項 3】

前記制御手段は、前記第 1 及び第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 及び第 2

のスイッチを実質的に同じタイミングでオンし第1の所定の時間経過後に前記第2の前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第1及び第2のスイッチをオフし更に第2の所定の時間経過後に前記第1の前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第1及び第2のスイッチをオフし更に第3の所定の時間の間前記第1及び第2のスイッチをオフに保持させる制御、を繰り返す、

ことを特徴とする請求項1または2に記載の電流直列共振DCDC変換装置。

【請求項4】

前記第1及び第2の磁気エネルギー回生スイッチの前記第1及び第2の整流素子は、それぞれ、第3及び第4のスイッチより構成されており、

前記第3及び第4のスイッチは、それぞれ電流路を備え、各自に供給される制御信号に
10 応答して各自の電流路をオン及びオフするスイッチであって、各自の電流路を、オンしたとき双方向に実質的に導通させ、オフしたとき電流路の所定の一端から他端の一方向にのみ実質的に導通させるものであり、

前記制御手段は、前記第1及び第2の磁気エネルギー回生スイッチの前記第1乃至第4のスイッチの各電流路をオンさせる制御信号並びにオフさせる制御信号を前記第1乃至第4のスイッチの各制御端に供給し、

前記第1及び第2の磁気エネルギー回生スイッチの前記第1及び第2のスイッチをオンさせ前記第2の前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第1及び第2のスイッチをオフさせた後に前記第1の前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第1及び第2のスイッチを
20 オフさせる制御と、

前記第1及び第2の磁気エネルギー回生スイッチの前記第3及び第4のスイッチをオンさせ前記第2の前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第3及び第4のスイッチをオフさせた後に前記第1の前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第3及び第4のスイッチを
オフさせる制御と、

を交互に繰り返す、

ことを特徴とする請求項1または2に記載の電流直列共振DCDC変換装置。

【請求項5】

前記制御手段は、

前記第1及び第2の磁気エネルギー回生スイッチの前記第1及び第2のスイッチを実質的に同じタイミングでオンし、第1の所定の時間経過後に前記第2の前記磁気エネルギー
30 回生スイッチの前記第1及び第2のスイッチをオフし、更に第2の所定の時間経過後に前記第1の前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第1及び第2のスイッチをオフし、更に第3の所定の時間の間、前記第1乃至第4のスイッチをオフに保持させる制御と、

前記第1及び第2の磁気エネルギー回生スイッチの前記第3及び第4のスイッチを実質的に同じタイミングでオンし、第1の所定の時間経過後に前記第2の前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第3及び第4のスイッチをオフし、更に第2の所定の時間経過後に前記第1の前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第3及び第4のスイッチをオフし、更に第3の所定の時間の間、前記第1乃至第4のスイッチをオフに保持させる制御と、を交互に繰り返す、

ことを特徴とする請求項4に記載の電流直列共振DCDC変換装置。
40

【請求項6】

前記第3の所定の時間を調整する調整手段を更に備える、

ことを特徴とする請求項3または5に記載の電流直列共振DCDC変換装置。

【請求項7】

前記第3のインダクタは、前記第1の磁気エネルギー回生スイッチの前記第2の交流端子と前記第2の磁気エネルギー回生スイッチの前記第1の交流端子との間に接続された第4のインダクタと、前記第2の磁気エネルギー回生スイッチの前記第2の交流端子と前記第1の磁気エネルギー回生スイッチの前記第1の交流端子との間に接続された第5のイン
50 ダクタと、から構成される、

ことを特徴とする請求項1乃至6のうちいずれか1項に記載の電流直列共振DCDC変

換装置。

【請求項 8】

前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの第 1 及び第 2 の交流端子に接続された第 1 のコイルと、前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの第 1 及び第 2 の交流端子に接続され、前記第 1 のコイルと電磁的に結合する第 2 のコイルと、から構成された変圧器を更に備え、

前記第 3 のインダクタは、当該変圧器の漏れ第 3 のインダクタンスである、

ことを特徴とする請求項 1 乃至 7 のうちいずれか 1 項に記載の電流直列共振 D C D C 変換装置。

【請求項 9】

前記第 1 のインダクタは、前記直流電源の一端と前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の直流端子との間に接続された第 6 のインダクタと、前記直流電源の他端と前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の直流端子との間に接続された第 7 のインダクタと、から構成され、

前記第 2 のインダクタは、前記直流負荷の一端と前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の直流端子との間に接続された第 8 のインダクタと、前記直流負荷の他端と前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の直流端子との間に接続された第 9 のインダクタと、から構成される、

ことを特徴とする請求項 1 乃至 8 のうちいずれか 1 項に記載の電流直列共振 D C D C 変換装置。

【請求項 10】

前記第 1 のインダクタと前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチのコンデンサとの共振周波数と、前記第 2 のインダクタと前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチのコンデンサとの共振周波数とが、ともに前記制御手段の前記制御を繰り返す周波数の半分以下である、

ことを特徴とする請求項 1 乃至 9 のうちいずれか 1 項に記載の電流直列共振 D C D C 変換装置。

【請求項 11】

前記直流電源の前記一端及び前記直流負荷の前記一端あるいは前記直流電源の前記他端及び前記直流負荷の前記他端が共通の接地ラインに接続されている、

ことを特徴とする請求項 1 乃至 10 のうちいずれか 1 項に記載の電流直列共振 D C D C 変換装置。

【請求項 12】

前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの第 1 の直流端子から前記直流電源の一端へ方向に流れる電流を遮断する第 3 の整流素子と、

前記直流負荷の一端から前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの第 1 の直流端子へ方向に流れる電流を遮断する第 4 の整流素子と、

を更に備える、

ことを特徴とする請求項 1 乃至 11 のうちいずれか 1 項に記載の電流直列共振 D C D C 変換装置。

【請求項 13】

第 1 及び第 2 の交流端子と、第 1 及び第 2 の直流端子と、それぞれ電流路を備え、各自に供給される制御信号に応答して各自の電流路をオン及びオフするスイッチであって、各自の電流路を、オンしたとき双方向に実質的に導通させ、オフしたとき電流路の所定の一端から他端の一方向にのみ実質的に導通させる第 1 及び第 2 のスイッチと、それぞれ電流路を備え、各自の電流路が所定の一端から他端の一方向にのみ実質的に導通する第 1 及び第 2 の整流素子と、コンデンサと、より構成され、前記第 1 の交流端子に前記第 1 の整流素子の前記一端と前記第 2 のスイッチの前記他端とが、前記第 2 の交流端子に前記第 1 のスイッチの前記一端と前記第 2 の整流素子の前記他端とが、前記第 1 の直流端子に前記コンデンサの前記一端と前記第 1 の整流素子の前記他端と前記第 1 のスイッチの前記他端と

が、前記第 2 の直流端子に前記コンデンサの前記他端と前記第 2 のスイッチの前記一端と前記第 2 の整流素子の前記一端とが、接続される磁気エネルギー回生スイッチと、

第 1 と第 2 の交流入力と第 1 と第 2 の直流出力とを備え、当該第 1 と第 2 の交流入力間から入力された電力を整流して当該第 1 と第 2 の交流出力間から出力する整流器と、

外部の直流電源と直列回路をなし、当該直列回路の一端が前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の直流端子に接続され、当該直列回路の他端が前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の直流端子に接続される第 1 のインダクタと、

外部の直流負荷と直列回路をなし、当該直列回路の一端が前記整流器の第 1 の直流出力に接続され、当該直列回路の他端が前記整流器の第 2 の直流出力に接続される第 2 のインダクタと、

10

前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の交流端子と前記整流器の前記第 1 の交流入力とが電氣的に接続され、前記整流器の前記第 2 の交流入力と前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の交流端子とが電氣的に接続され、前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の交流端子と前記整流器の前記第 1 の交流入力との間、または、前記整流器の前記第 2 の交流入力と前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の交流端子との間に流れる電流によって磁気エネルギーを蓄える第 3 のインダクタと、

前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 及び第 2 のスイッチの各電流路をオンさせる制御信号並びにオフさせる制御信号を前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 及び第 2 のスイッチの各制御端に供給する制御手段と、を備え、

前記制御手段は、前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 及び第 2 のスイッチを同時にオン・オフさせる制御、を繰り返す、

20

ことを特徴とする電流直列共振 D C D C 変換装置。

【請求項 1 4】

第 1 及び第 2 の交流端子と、第 1 及び第 2 の直流端子と、それぞれ電流路を備え、各自に供給される制御信号に応答して各自の電流路をオン及びオフするスイッチであって、各自の電流路を、オンしたとき双方向に実質的に導通させ、オフしたとき電流路の所定の一端から他端の一方方向にのみ実質的に導通させる第 1 及び第 2 のスイッチと、それぞれ電流路を備え、各自の電流路が所定の一端から他端の一方方向にのみ実質的に導通する第 1 及び第 2 の整流素子と、コンデンサと、より構成され、前記第 1 の交流端子に前記第 1 の整流素子の前記一端と前記第 2 のスイッチの前記他端とが、前記第 2 の交流端子に前記第 1 のスイッチの前記一端と前記第 2 の整流素子の前記他端とが、前記第 1 の直流端子に前記コンデンサの前記一端と前記第 1 の整流素子の前記他端と前記第 1 のスイッチの前記他端とが、前記第 2 の直流端子に前記コンデンサの前記他端と前記第 2 のスイッチの前記一端と前記第 2 の整流素子の前記一端とが、接続される第 1 及び第 2 の磁気エネルギー回生スイッチと、

30

外部の直流電源と直列回路をなし、当該直列回路の一端が前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の直流端子に接続され、当該直列回路の他端が前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の直流端子に接続される第 1 のインダクタと、

外部の直流負荷と直列回路をなし、当該直列回路の一端が前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の直流端子に接続され、当該直列回路の他端が前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の直流端子に接続される第 2 のインダクタと、

40

前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の交流端子と前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の交流端子とが電氣的に接続され、前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の交流端子と前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の交流端子とが電氣的に接続され、前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の交流端子と前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の交流端子との間、または、前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の交流端子と前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の交流端子との間に流れる電流によって磁気エネルギーを蓄える第 3 のインダクタと、

からなる電力変換装置を制御する電力変換制御方法であって、

50

前記第 1 及び第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 及び第 2 のスイッチをオンさせ前記第 2 の前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 及び第 2 のスイッチをオフさせた後に前記第 1 の前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 及び第 2 のスイッチをオフさせる制御、を繰り返す、

ことを特徴とする電力変換制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電流直列共振 D C D C 変換装置及び電力変換制御方法に関する。

【背景技術】

【0002】

誘導性負荷に蓄積された磁気エネルギーを回生することが可能な低損失なスイッチとして、M E R S（磁気エネルギー回生スイッチ：Magnetic Energy Recovery Switch）が知られている。

この M E R S を用いて直流電圧源から交流電力を負荷に、あるいは、交流電圧源から直流電力を負荷に供給できる低損失な直流／交流電力変換装置として、たとえば特許文献 1 に開示されているものがある。

【0003】

この直流／交流電力変換装置は、M E R S と、交流電源あるいは交流負荷と直列回路を形成し、M E R S の交流端子間に接続された交流インダクタと、直流電源あるいは直流負荷と直列回路を形成し M E R S の直流端子間に接続された直流インダクタと、を備える。

この直流／交流電力変換装置は、M E R S の逆導通型半導体スイッチをオン・オフすることで、交流電源から二次電池を充電、または、二次電池から交流電力を負荷へ供給とすることができる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献 1】特開 2 0 0 8 - 1 9 3 8 1 7 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

ところで、直流電力を変換する場合、例えば二次電池から他の二次電池への充電を行う場合、電力を可逆に変換できることが望ましい。一方、特許文献 1 の直流／交流電力変換装置は、交流負荷として整流器を介して二次電池を接続したとしても、交流電源として二次電池をインバータを介して接続しても、簡単な制御で直流電力を可逆に変換することは難しい。そのため、M E R S を用いて直流直流変換する電力変換装置としては、M E R S の簡単な制御でソフトスイッチング可能だという利点を残したまま、直流電力を可逆に変換するという点で改善の余地がある。

【0006】

本発明は、上述の課題に鑑みてなされたもので、2 つの直流電圧源の相互の結合において、その電源の出力電圧にかかわらず、電力を双方向に変換可能でかつ、簡単な制御でソフトスイッチングが可能である低損失な電流直列共振 D C D C 変換装置を提供することを目的とし、また、そのような電流直列共振 D C D C 変換装置を実現するための電力変換制御装置及び電力変換制御方法を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0007】

上記目的を達成するため、本発明の第 1 の観点に係る電流直列共振 D C D C 変換装置は、

第 1 及び第 2 の交流端子と、第 1 及び第 2 の直流端子と、それぞれ電流路を備え、各自に供給される制御信号に応答して各自の電流路をオン及びオフするスイッチであって、各

自の電流路を、オンしたとき双方向に実質的に導通させ、オフしたとき電流路の所定の一端から他端の一方向にのみ実質的に導通させる第1及び第2のスイッチと、それぞれ電流路を備え、各自の電流路が所定の一端から他端の一方向にのみ実質的に導通する第1及び第2の整流素子と、コンデンサと、より構成され、前記第1の交流端子に前記第1の整流素子の前記一端と前記第2のスイッチの前記他端とが、前記第2の交流端子に前記第1のスイッチの前記一端と前記第2の整流素子の前記他端とが、前記第1の直流端子に前記コンデンサの前記一端と前記第1の整流素子の前記他端と前記第1のスイッチの前記他端とが、前記第2の直流端子に前記コンデンサの前記他端と前記第2のスイッチの前記一端と前記第2の整流素子の前記一端とが、接続される第1及び第2の磁気エネルギー回生スイッチと、

10

外部の直流電源と直列回路をなし、当該直列回路の一端が前記第1の磁気エネルギー回生スイッチの前記第1の直流端子に接続され、当該直列回路の他端が前記第1の磁気エネルギー回生スイッチの前記第2の直流端子に接続される第1のインダクタと、

外部の直流負荷と直列回路をなし、当該直列回路の一端が前記第2の磁気エネルギー回生スイッチの前記第1の直流端子に接続され、当該直列回路の他端が前記第2の磁気エネルギー回生スイッチの前記第2の直流端子に接続される第2のインダクタと、

前記第1の磁気エネルギー回生スイッチの前記第2の交流端子と前記第2の磁気エネルギー回生スイッチの前記第1の交流端子とが電氣的に接続され、前記第2の磁気エネルギー回生スイッチの前記第2の交流端子と前記第1の磁気エネルギー回生スイッチの前記第1の交流端子とが電氣的に接続され、前記第1の磁気エネルギー回生スイッチの前記第2の交流端子と前記第2の磁気エネルギー回生スイッチの前記第1の交流端子との間、または、前記第2の磁気エネルギー回生スイッチの前記第2の交流端子と前記第1の磁気エネルギー回生スイッチの前記第1の交流端子との間に流れる電流によって磁気エネルギーを蓄える第3のインダクタと、

20

前記第1及び第2の磁気エネルギー回生スイッチの前記第1及び第2のスイッチの各電流路をオンさせる制御信号並びにオフさせる制御信号を前記第1及び第2の磁気エネルギー回生スイッチの前記第1及び第2のスイッチの各制御端に供給する制御手段と、を備え、

前記制御手段は、

前記第1及び第2の磁気エネルギー回生スイッチの前記第1及び第2のスイッチをオンさせ前記第2の前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第1及び第2のスイッチをオフさせた後に前記第1の前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第1及び第2のスイッチをオフさせる制御、

30

を繰り返す、

ことを特徴とする。

【0008】

上記目的を達成するため、本発明の第2の観点に係る電流直列共振DCDC変換装置は、

第1及び第2の交流端子と、第1及び第2の直流端子と、それぞれ電流路を備え、各自に供給される制御信号に応答して各自の電流路をオン及びオフするスイッチであって、各自の電流路を、オンしたとき双方向に実質的に導通させ、オフしたとき電流路の所定の一端から他端の一方向にのみ実質的に導通させる第1及び第2のスイッチと、それぞれ電流路を備え、各自の電流路が所定の一端から他端の一方向にのみ実質的に導通する第1及び第2の整流素子と、コンデンサと、より構成され、前記第1の交流端子に前記第1の整流素子の前記一端と前記第2のスイッチの前記他端とが、前記第2の交流端子に前記第1のスイッチの前記一端と前記第2の整流素子の前記他端とが、前記第1の直流端子に前記コンデンサの前記一端と前記第1の整流素子の前記他端と前記第1のスイッチの前記他端とが、前記第2の直流端子に前記コンデンサの前記他端と前記第2のスイッチの前記一端と前記第2の整流素子の前記一端とが、接続される磁気エネルギー回生スイッチと、

40

第1と第2の交流入力と第1と第2の直流出力とを備え、当該第1と第2の交流入力間

50

から入力された電力を整流して当該第 1 と第 2 の交流出力間から出力する整流器と、

外部の直流電源と直列回路をなし、当該直列回路の一端が前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の直流端子に接続され、当該直列回路の他端が前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の直流端子に接続される第 1 のインダクタと、

外部の直流負荷と直列回路をなし、当該直列回路の一端が前記整流器の第 1 の直流出力に接続され、当該直列回路の他端が前記整流器の第 2 の直流出力に接続される第 2 のインダクタと、

前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の交流端子と前記整流器の前記第 1 の交流入力とが電氣的に接続され、前記整流器の前記第 2 の交流入力と前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の交流端子とが電氣的に接続され、前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の交流端子と前記整流器の前記第 1 の交流入力との間、または、前記整流器の前記第 2 の交流入力と前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の交流端子との間に流れる電流によって磁気エネルギーを蓄える第 3 のインダクタと、

前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 及び第 2 のスイッチの各電流路をオンさせる制御信号並びにオフさせる制御信号を前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 及び第 2 のスイッチの各制御端に供給する制御手段と、を備え、

前記制御手段は、前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 及び第 2 のスイッチを同時にオン・オフさせる制御、を繰り返す、

ことを特徴とする。

【0009】

上記目的を達成するため、本発明の第 3 の観点に係る電力変換制御方法は、

第 1 及び第 2 の交流端子と、第 1 及び第 2 の直流端子と、それぞれ電流路を備え、各自に供給される制御信号に応答して各自の電流路をオン及びオフするスイッチであって、各自の電流路を、オンしたとき双方向に実質的に導通させ、オフしたとき電流路の所定の一端から他端の一方向にのみ実質的に導通させる第 1 及び第 2 のスイッチと、それぞれ電流路を備え、各自の電流路が所定の一端から他端の一方向にのみ実質的に導通する第 1 及び第 2 の整流素子と、コンデンサと、より構成され、前記第 1 の交流端子に前記第 1 の整流素子の前記一端と前記第 2 のスイッチの前記他端とが、前記第 2 の交流端子に前記第 1 のスイッチの前記一端と前記第 2 の整流素子の前記他端とが、前記第 1 の直流端子に前記コンデンサの前記一端と前記第 1 の整流素子の前記他端と前記第 1 のスイッチの前記他端とが、前記第 2 の直流端子に前記コンデンサの前記他端と前記第 2 のスイッチの前記一端と前記第 2 の整流素子の前記一端とが、接続される第 1 及び第 2 の磁気エネルギー回生スイッチと、

外部の直流電源と直列回路をなし、当該直列回路の一端が前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の直流端子に接続され、当該直列回路の他端が前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の直流端子に接続される第 1 のインダクタと、

外部の直流負荷と直列回路をなし、当該直列回路の一端が前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の直流端子に接続され、当該直列回路の他端が前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の直流端子に接続される第 2 のインダクタと、

前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の交流端子と前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の交流端子とが電氣的に接続され、前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の交流端子と前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の交流端子とが電氣的に接続され、前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の交流端子と前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の交流端子との間、または、前記第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 2 の交流端子と前記第 1 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 の交流端子との間に流れる電流によって磁気エネルギーを蓄える第 3 のインダクタと、

からなる電力変換装置を制御する電力変換制御方法であって、

前記第 1 及び第 2 の磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 及び第 2 のスイッチをオンさせ前記第 2 の前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第 1 及び第 2 のスイッチをオフさ

せた後に前記第1の前記磁気エネルギー回生スイッチの前記第1及び第2のスイッチをオフさせる制御、を繰り返す、
ことを特徴とする。

【発明の効果】

【0010】

本発明によれば、2つの直流電圧源の相互の結合において、その電源の出力電圧にかかわらず、電力を双方向に変換可能でかつ、簡単な制御でソフトなスイッチングが可能である低損失な電流直列共振DCDC変換装置が実現され、また、そのような電流直列共振DCDC変換装置を実現するための電力変換制御方法が実現される。

【図面の簡単な説明】

10

【0011】

【図1】本発明の第1の実施の形態に係るDC/DCコンバータの構成を示す回路図である。

【図2A】図1に示すDC/DCコンバータの従来との違いを説明するための従来技術の回路図である。

【図2B】図1に示すDC/DCコンバータの従来との違いを説明するための従来技術の回路図である。

【図2C】図1に示すDC/DCコンバータの従来との違いを説明するための当該DC/DCコンバータの一部を示す回路図である。

【図3】図2Cに示すMERSをオフにした場合の動作を説明するための図である。

20

【図4A】図2Cに示すMERSをオンし、当該MERSのコンデンサを放電させ、インダクタに磁気エネルギーを蓄積させる動作を説明するための図である。

【図4B】図2Cに示すMERSをオンした後、当該MERSのコンデンサの放電が完了した場合の動作を説明するための図である。

【図4C】図2Cに示すMERSをオフすることで、インダクタの磁気エネルギーを当該MERSのコンデンサに静電エネルギーとして蓄積させる動作を説明するための図である。

【図4D】図2Cに示すMERSをオフし、インダクタの磁気エネルギーが全てMERSに回収された場合の動作を説明するための図である。

【図5】(a)～(d)は、図2CのMERSの交流端子に接続されたインダクタに流れる電流の時間変化と、当該MERSのコンデンサの電圧の時間変化と、MERSに接続された直流電源から出力される電力の時間変化と、ゲート信号SGGV1及びSGGX1の論理状態の遷移と、の関係を説明するための図である。

30

【図6】図1に示すDC/DCコンバータの2つのMERSをオフに保持させた場合における、当該DC/DCコンバータの動作を説明するための図である。

【図7A】図1に示すDC/DCコンバータの2つのMERSのうち、両方のMERSがオンすることで当該両方のMERSのコンデンサを放電させ、この放電された静電エネルギーがインダクタに磁気エネルギーとして蓄積される動作を説明するための図である。

【図7B】図1に示すDC/DCコンバータの2つのMERSのうち、両方のMERSをオンした後、受電側のMERSのコンデンサの放電が完了した場合の動作を説明するための図である。

40

【図7C】図1に示すDC/DCコンバータの2つのMERSのうち、受電側のMERSのみをオフし、インダクタの磁気エネルギーを、受電側のMERSのコンデンサに回収させる動作を説明するための図である。

【図7D】図1に示すDC/DCコンバータの2つのMERSのうち、受電側のMERSのみをオフした後、送電側のMERSのコンデンサの放電も完了した場合の動作を説明するための図である。

【図7E】図1に示すDC/DCコンバータの2つのMERSのうち、両方をオフし、インダクタの磁気エネルギーを、当該2つのMERSのコンデンサに回収させる動作を説明するための図である。

50

【図 7 F】図 1 に示す DC / DC コンバータの 2 つの MER S の両方がオフされ、当該 2 つの MER S のコンデンサを接続するインダクタの磁気エネルギーが全て MER S のコンデンサに回収された場合の動作を説明するための図である。

【図 8 A】(a) ~ (e) は、図 1 の DC / DC コンバータにおいて昇圧変換する場合の、2 つの直流リアタンス及びインダクタを流れる電流の時間変化と、当該 DC / DC コンバータの 2 つ MER S のコンデンサの電圧の時間変化と、送電側の電池から受電側の電池に供給される電力の時間変化と、ゲート信号 S G G V 1 及び S G G X 1 , S G G V 2 及び S G G X 2 の論理状態の遷移と、の関係を示すための図である。

【図 8 B】(a) ~ (c) は、図 1 の DC / DC コンバータにおいて、受電側と送電側の電圧が略等しい場合の、2 つの直流リアタンス及びインダクタを流れる電流の時間変化と、当該 DC / DC コンバータの 2 つ MER S のコンデンサの電圧の時間変化と、ゲート信号 S G G V 1 及び S G G X 1 , S G G V 2 及び S G G X 2 の論理状態の遷移と、の関係を示すための図である。

【図 8 C】(a) ~ (c) は、図 1 の DC / DC コンバータにおいて降圧変換する場合の、2 つの直流リアタンス及びインダクタを流れる電流の時間変化と、当該 DC / DC コンバータの 2 つ MER S のコンデンサの電圧の時間変化と、送電側の電池から受電側の電池に供給される電力の時間変化と、ゲート信号 S G G V 1 及び S G G X 1 , S G G V 2 及び S G G X 2 の論理状態の遷移と、の関係を示すための図である。

【図 8 D】(a) ~ (c) は、図 1 の DC / DC コンバータが逆変換可能であることを説明するための図である。

【図 9】図 1 の DC / DC コンバータの変形例の構成を示す図である。

【図 10】図 1 の DC / DC コンバータの変形例の構成を示す図である。

【図 11】(a) ~ (c) は、図 10 の DC / DC コンバータにおいて、受電側と送電側の電圧が略等しい場合の、2 つの直流リアタンス及びインダクタを流れる電流の時間変化と、当該 DC / DC コンバータの 2 つ MER S のコンデンサの電圧の時間変化と、ゲート信号 S G G V 1 及び S G G X 1 , S G G V 2 及び S G G X 2 の論理状態の遷移と、の関係を示すための図である。

【図 12】(a) ~ (c) は、図 1 の DC / DC コンバータのスイッチング損失を説明するための図である。

【図 13】本発明の第 2 の実施の形態に係る DC / DC コンバータの構成を示す回路図である。

【図 14 A】図 13 に示す DC / DC コンバータの 2 つの MER S のコンデンサに蓄積されていた静電エネルギーが放電され、当該 2 つの MER S を接続するインダクタに磁気エネルギーが蓄積される動作を説明するための図である。

【図 14 B】図 13 に示す DC / DC コンバータの 2 つの MER S のうち、受電側の MER S のコンデンサに、インダクタの磁気エネルギーが回収される動作を説明するための図である。

【図 14 C】図 13 に示す DC / DC コンバータの 2 つの MER S のコンデンサに、インダクタの磁気エネルギーが回収される動作を説明するための図である。

【図 14 D】図 13 に示す DC / DC コンバータの 2 つの MER S のうち、受電側の MER S のコンデンサに蓄積された静電エネルギーによって、受電側の二次電池が充電され、送電側の二次電池によって、送電側の MER S のコンデンサが充電される動作を説明するための図である。

【図 14 E】図 13 に示す DC / DC コンバータの 2 つの MER S のコンデンサに蓄積されていた静電エネルギーが放電され、図 14 A に示した電流の流れる方向とは逆の方向に電流が流れることで、インダクタに磁気エネルギーが蓄積される動作を説明するための図である。

【図 14 F】図 13 に示す DC / DC コンバータの 2 つの MER S のうち受電側の MER S のコンデンサに、インダクタの磁気エネルギーが回収される動作を説明するための図である。

【図 1 4 G】図 1 3 に示す DC / DC コンバータの 2 つの MER S のコンデンサに、インダクタの磁気エネルギーが回収される動作を説明するための図である。

【図 1 4 H】図 1 3 に示す DC / DC コンバータの 2 つの MER S のうち、受電側の MER S のコンデンサに蓄積された静電エネルギーによって、受電側の二次電池が充電され、送電側の二次電池によって、送電側の MER S のコンデンサが充電される動作を説明するための図である。

【図 1 5】図 1 3 の DC / DC コンバータの変形例の構成を示す図である。

【図 1 6】図 1 3 の DC / DC コンバータの変形例の構成を示す図である。

【図 1 7】図 1 3 の DC / DC コンバータの変形例の構成を示す図である。

【図 1 8】(a) ~ (d) は、図 1 7 の DC / DC コンバータにおいて、2 つの直流リアタンス及びインダクタを流れる電流の時間変化と、当該 DC / DC コンバータの 2 つ MER S のコンデンサの電圧の時間変化と、ゲート信号 S G G V 1 及び S G G X 1 , S G G V 2 及び S G G X 2 の論理状態の遷移と、の関係性を説明するための図である。

10

【図 1 9】図 1 3 の DC / DC コンバータの応用例の構成を示す図である。

【図 2 0 A】(a) ~ (c) は、図 1 5 の DC / DC コンバータにおいて、制御を繰り返す周波数を 1 0 k H z に設定した場合の、当該 DC / DC コンバータの 2 つ MER S のコンデンサの電圧のそれぞれの時間変化と、インダクタを流れる電流の時間変化と、各スイッチのオン・オフの遷移と、の関係性を説明するための図である。

【図 2 0 B】(a) ~ (c) は、図 1 5 の DC / DC コンバータにおいて、制御を繰り返す周波数を 2 0 k H z に設定した場合の、当該 DC / DC コンバータの 2 つ MER S のコンデンサの電圧のそれぞれの時間変化と、インダクタを流れる電流の時間変化と、各スイッチのオン・オフの遷移と、の関係性を説明するための図である。

20

【図 2 0 C】(a) ~ (c) は、図 1 5 の DC / DC コンバータにおいて、制御を繰り返す周波数を 6 k H z に設定した場合の、当該 DC / DC コンバータの 2 つ MER S のコンデンサの電圧のそれぞれの時間変化と、インダクタを流れる電流の時間変化と、各スイッチのオン・オフの遷移と、の関係性を説明するための図である。

【図 2 0 D】図 1 5 の DC / DC コンバータにおいて、制御を繰り返す周波数を変化させた場合における単位時間あたりの電力変換量の変化を説明するための図である。

【図 2 1】図 1 の DC / DC コンバータの変形例の構成を示す図である。

【図 2 2】図 2 1 の DC / DC コンバータにおいて、2 つの直流リアタンス及びインダクタを流れる電流の時間変化と、当該 DC / DC コンバータの MER S のコンデンサの電圧の時間変化と、ゲート信号 S G G V 1 及び S G G X 1 の論理状態の遷移と、の関係性を説明するための図である。

30

【図 2 3】(a) , (b) は制御部の変形例を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0 0 1 2】

本発明に係る DC / DC コンバータは、ソフトなスイッチ動作を行う MER S を直列に 2 つ用いて、電流エネルギー及び電界エネルギーのゲートで制御された共振現象を直流直流電力変換に利用するものである。

【0 0 1 3】

40

以下、本発明の実施の形態を、2 つの二次電池を相互に充電させる DC / DC コンバータ（直流／直流変換器）を例として、図面を参照しつつ説明する。この DC / DC コンバータは、2 つの MER S をインダクタを介して直列接続にした構成を有する。

【0 0 1 4】

(第 1 の実施の構成)

本発明の第 1 の実施の形態に係る DC / DC コンバータ 1 0 A は、図 1 に示すように、MER S (磁気エネルギー回生スイッチ: Magnetic Energy Recovery Switch) 1 0 1 及び 1 0 2 と、インダクタ L d c 1 及び L d c 2 と、インダクタ L m と、制御部 2 0 0 と、から構成されている。

【0 0 1 5】

50

MERS101及び102は、たとえば図1に示すような一方向MERSである。図1のMERS101は、直流端子DC11及びDC21と、交流端子AC11及びAC21と、2個の逆導通型半導体スイッチSWV1及びSWX1と、2つのダイオード部DU1及びDY1と、コンデンサCM1と、から構成されている。同様に、MERS102は、直流端子DC12及びDC22と、交流端子AC12及びAC22と、2個の逆導通型半導体スイッチSWV2及びSWX2と、2つのダイオード部DU2及びDY2と、コンデンサCM2と、から構成されている。

【0016】

逆導通型半導体スイッチSWV1は、ダイオード部DV1及びスイッチ部SV1から構成されている。同様に、逆導通型半導体スイッチSWX1はダイオード部DX1及びスイッチ部SX1から構成され、逆導通型半導体スイッチSWV2はダイオード部DV2及びスイッチ部SV2から構成され、逆導通型半導体スイッチSWX2はダイオード部DX2及びスイッチ部SX2から構成されている。

【0017】

スイッチ部SV1, SX1, SV2, SX2はいずれも、たとえばMOSFET (Metal-Oxide-Silicon Field Effect Transistor)、絶縁ゲートバイポーラトランジスタ (IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor)、ゲートターンオフサイリスタ (GTO: Gate Turn-Off thyristor) あるいはその他の半導体スイッチング素子からなり、それぞれ電流路と制御端とを備えている。そして、各自の制御端に後述のオン信号が供給されると電流路を導通させ、オフ信号が供給されると電流路を遮断する。

【0018】

ダイオード部DU1, DV1, DX1, DY1, DU2, DV2, DX2, DY2はいずれも、たとえば半導体ダイオード等の整流素子からなり、電流を一方向にのみ導通させる電流路を備える。ダイオード部DV1, DX1, DV2, DX2はたとえば、スイッチ部を構成する半導体スイッチの寄生ダイオードであってもよい。

【0019】

以下では、各ダイオード部はいずれも半導体ダイオードからなり、各スイッチ部はいずれもnチャネルMOSFETからなるものとして説明する。この場合、このMOSFETのドレインソース間がスイッチ部の電流路をなし、ゲートが制御端をなすものである。

【0020】

それぞれの逆導通型半導体スイッチにつき、ダイオード部のアノードはスイッチ部のソースに接続されており、ダイオード部のカソードはスイッチ部のドレインに接続されており、スイッチ部の電流路とダイオード部の電流路とが、合わせて逆導通型半導体スイッチの電流路をなす。

このような接続関係をとる結果、各逆導通型半導体スイッチはいずれも、スイッチ部のドレインからソースに向かう方向（順方向）に流れる電流を、当該スイッチ部のゲートに印加される信号の値に応じてオン／オフする。一方、当該スイッチ部のソースからドレインに向かう方向（逆方向）の電流については、ダイオード部がこの電流のバイパスを確保する結果、常にオン状態を保つ。

【0021】

MERS101の交流端子AC11には、ダイオード部DU1のアノードとダイオード部DX1のカソードとが接続されている。交流端子AC21には、ダイオード部DV1のアノードと、ダイオード部DY1のカソードと、インダクタLmの一端と、が接続されている。

【0022】

MERS101の直流端子DC11には、ダイオード部DU1及びDV1の各カソードと、コンデンサCM1の一端と、インダクタLdc1の一端と、が接続されている。インダクタLdc1の他端は、DC/DCコンバータ10Aの第1の直流正極端子DC+1を形成する。直流端子DC21には、ダイオード部DX1及びDY1の各アノードと、コンデンサCM1の他端と、が接続され、DC/DCコンバータ10Aの第1の直流負極端子

D C - 1 をなしている。

【 0 0 2 3 】

直流正極端子 D C + 1 には、二次電池である外部の二次電池 E 1 の正極が接続され、直流負極端子 D C - 1 には、二次電池 E 2 の負極が接続される。なお、このように接続される結果、二次電池 E 1 とインダクタ L d c 1 とが直列回路を形成することになる。これにより、インダクタ L d c 1 は、二次電池 E 1 の出力する電力を安定して M E R S 1 0 1 に供給する。

インダクタ L d c 1 は例えば直流リアクトルである。

【 0 0 2 4 】

M E R S 1 0 2 の交流端子 A C 1 2 には、ダイオード部 D U 2 のアノードと、ダイオード部 D X 2 のカソードと、インダクタ L m の他端と、が接続されている。交流端子 A C 2 2 には、ダイオード部 D V 2 のアノードと、ダイオード部 D Y 2 のカソードと、M E R S 1 0 1 の交流端子 A C 1 1 と、が接続されている。なお、本実施形態においては、交流端子 A C 2 2 は、M E R S 1 0 1 の交流端子 A C 1 1 とともに共通の接地線に接続されている。

【 0 0 2 5 】

M E R S 1 0 2 の直流端子 D C 1 2 は、ダイオード部 D U 2 及び D V 2 の各カソードと、コンデンサ C M 2 の一端と、インダクタ L d c 2 の一端と、が接続されている。インダクタ L d c 2 の他端は、D C / D C コンバータ 1 0 A の第 2 の直流正極端子 D C + 2 をなしている。直流端子 D C 2 2 は、ダイオード部 D X 2 及び D Y 2 の各アノードと、コンデンサ C M 2 の他端と、が接続され、D C / D C コンバータ 1 0 A の第 2 の直流負極端子 D C - 2 をなしている。

【 0 0 2 6 】

直流正極端子 D C + 2 には、2 次電池である外部の二次電池 E 2 の正極が接続され、直流負極端子 D C - 2 には、二次電池 E 2 の負極が接続される。このような接続されることによって、二次電池 E 2 とインダクタ L d c 2 とが直列回路を形成することになり、インダクタ L d c 2 は二次電池 E 2 の出力する電力を安定して M E R S 1 0 2 に供給する。

インダクタ L d c 2 は例えば直流リアクトルである。

【 0 0 2 7 】

スイッチ部 S V 1 , S X 1 , S V 2 及び S X 2 の各ゲート（順に、G V 1 , G X 1 , G V 2 及び G X 2 ）は、M E R S 1 0 1 及び M E R S 2 の制御端をなすもので、いずれも制御部 2 0 0 に接続されている。

【 0 0 2 8 】

制御部 2 0 0 は、たとえば、C P U （Central Processing Unit）等のプロセッサと、R A M （Random Access Memory）や R O M （Read Only Memory）等の記憶装置とを備えたコンピュータから構成されている。

制御部 2 0 0 、たとえば自己の記憶装置が予め記憶するプログラムを自己のプロセッサが読み出して実行することにより、後述する処理、たとえば、後述するサイクルを繰り返すことにより、ゲート G V 1 , G X 1 , G V 2 , G X 2 に、それぞれ、ゲート信号 S G G V 1 , S G G X 1 , S G G V 2 , S G G X 2 を供給する処理を行う。

【 0 0 2 9 】

それぞれのゲート信号は、当該ゲート信号の供給先であるゲートを備える半導体スイッチのオン又はオフを指示する信号である。たとえば、オンを指示するときの当該ゲート信号（オン信号）は、当該半導体スイッチをオンさせるに足る電圧（ハイレベル電圧）をとり、オフを指示するときの当該ゲート信号（オフ信号）は、当該半導体スイッチをオフさせるに足る電圧（ローレベル電圧）をとる。

【 0 0 3 0 】

制御部 2 0 0 の記憶装置は、制御部 2 0 0 が M E R S 1 0 1 に後述のサイクルを実行させる際にゲート信号 S G G V 1 及び S G G X 1 がオンを保持すべき時間 d 1 と、M E R S 1 0 2 に後述のサイクルを実行させる際にゲート信号 S G G V 2 及び S G G X 2 がオン

を保持すべき時間であって時間 d_1 より短い時間 d_2 と、ゲート信号 $SGGV_1$, $SGGX_1$, $SGGV_2$, $SGGX_2$ の後述のサイクルを繰り返す周波数 f_1 とを予め記憶する。

【0031】

制御部 200 は、動作開始前においては、全てのゲート信号 $SGGV_1$, $SGGX_1$, $SGGV_2$, $SGGX_2$ をオフ信号として出力し、例えば、ユーザの指示に応答して、予め記憶している時間 d_1 , d_2 並びに周波数 f_1 に基づいて、次のサイクル C_1 を繰り返す。

制御部 200 は、サイクル C_1 において、全てのゲート信号 $SGGV_1$, $SGGX_1$, $SGGV_2$, $SGGX_2$ をオフ信号からオン信号に同時に切り替える。そして、オン信号に切り替えてから時間 d_2 後に、まず、ゲート信号 $SGGV_2$, $SGGX_2$ をオン信号からオフ信号に切り替え、更に時間 $(d_1 - d_2)$ 経過後に、ゲート信号 $SGGV_1$, $SGGX_1$ をオン信号からオフ信号に切り替える。

制御部 200 は、このサイクル C_1 を周波数 f_1 で繰り返す。

【0032】

なお、本実施形態では、二次電池 E_1 の出力電圧は 300 V、二次電池 E_2 の出力電圧は 500 V であり、インダクタ L_{dc1} 及び L_{dc2} のインダクタンスはともに 1 ミリ H であり、コンデンサ CM_1 及び CM_2 のキャパシタンスはともに 5 マイクロ F であり、インダクタ L_m のインダクタンスは 0.2 ミリ H であり、時間 d_1 は 60 マイクロ秒、時間 d_2 は 30 マイクロ秒、周波数 f_1 は 7 キロ Hz である。

時間 d_1 及び d_2 並びに周波数 f_1 は、インダクタ L_m に電流が流れていない時にスイッチがオンされるように、コンデンサ CM_1 の電圧がほぼ 0 の時に $MERS_{101}$ のスイッチがオフされるように、コンデンサ CM_2 の電圧がほぼ 0 の時に $MERS_{102}$ のスイッチがオフされるように、予め調整されている。

なお、コンデンサ CM_1 とインダクタ L_{dc1} との共振周波数と、コンデンサ CM_2 とインダクタ L_{dc2} との共振周波数とは、周波数 f_1 の半分かになるように、コンデンサ CM_1 及び CM_2 並びにインダクタ L_{dc1} 及び L_{dc2} を選択することが好ましい。

【0033】

(従来技術との構成の差異)

フライバックブースト回路にトランス結合した回路が従来からある、また、そのスイッチをソフト化するためにスナバロスレススイッチ回路 (Cブリッジと呼ばれることもある回路) を使用するものも知られている。

図 2 A に従来 of ハードスイッチのフライバックブーストを、図 2 B にハードスイッチを $MERS$ でソフト化した場合、図 2 C に $MERS$ の直流端子間に直流電源とインダクタンスの直列回路を接続し、交流端子間に他のインダクタンスを接続した回路 (本発明の回路の一部でもある) を示す。

【0034】

図 2 A に示した回路では、低圧側の二次電池 E_1 からスイッチを介してインダクタンスに電流を流し、そのスイッチをオフすることでインダクタに高圧を発生させ、ダイオードを介して高圧側の二次電池 E_2 に非可逆に電力を供給するのが基本原理である。

図 2 A のブースト回路のスイッチを、図 2 B に示すように $MERS$ に置き換えると、ソフトスイッチングすることができる。

【0035】

一方本発明に係る DC/DC コンバータでは、次の二つの動作を交互に繰り返すことが基本原理になっている。

一つ目の動作では、 $MERS$ をオンすることで、 $MERS$ のコンデンサに一度蓄積された静電エネルギーをインダクタに放電する。これによって、インダクタに電流が流れ、磁気エネルギーが蓄積される。

二つ目の動作では、 $MERS$ をオフすることで、インダクタに流れる電流を $MERS$ のコンデンサで遮断する。これによって、インダクタの磁気エネルギーは、コンデンサに回

収される。

【0036】

（本発明の基本的な動作の説明）

本発明の理解を容易にするために、まず、本発明の一部、すなわち、図2Cに示した電流一方向のMERSについて説明する。

【0037】

図2Cに示した回路は、図1のDC/DCコンバータの、MERS102、インダクタLdc2以外の部分である。この回路は、DC/DCコンバータ10AのMERS102の交流端子AC12-AC22を短絡したものと実質的に同一である。

【0038】

（電流一方向のMERSの動作）

次に、図3、図4A～図4D及び図5を参照して、MERS101の動作を説明する。

【0039】

MERS101がオフの状態で二次電源E1が接続されると、図3に示すように、二次電池E1、インダクタLdc1及びコンデンサCM1は直列回路を形成する。これにより、コンデンサCM1は電力を蓄積する。

制御部200が動作を開始し、MERS101のオン・オフを切り替えることにより、以下の動作を繰り返す。

【0040】

以下、コンデンサCM1に静電エネルギーが蓄積されており、逆導通型半導体スイッチSWV1及びSWX1がともにオンである状態（すなわち後述の図4Dの状態）が初期状態であるとして説明する。

この初期状態から、制御部200は、以下に述べるパターンでゲート信号SGGV1及びSGGX1を供給することで、MERS101は、後述するT1～T5までを1サイクルとして、以下〔1〕～〔4〕で述べる動作を繰り返す。

【0041】

〔1〕 初期状態からまず時刻T1において、制御部200は、図5（d）に示すように、ゲート信号SGGV1及びSGGX1をオフ信号からオン信号に切り替える。これにより、逆導通型半導体スイッチSWV1及びSWX1はオフからオンに切り替わる。

すると、コンデンサCM1は放電を開始し、図4Aに示すように、コンデンサCM1の正極から、オンの逆導通型半導体スイッチSWV1、インダクタンスLm、逆導通型半導体スイッチSWX1を介して、コンデンサCM1の負極へと流れ込む電流が生じる。

このようにコンデンサCM1が放電することによりコンデンサCM1の電圧Vcm1は図5（b）に示すように減少する。一方、コンデンサCM1に蓄積されていた静電エネルギーが放電されることによって、図5（a）に示すようにインダクタLmに流れる電流ILmが増幅し、インダクタLmに磁気エネルギーが蓄積されていく。

【0042】

〔2〕 コンデンサCM1の放電が完了する時刻T2に至ると、図4Bに示すように、2つの経路で電流が流れる。

第1の経路は、交流端子AC11から、ダイオード部DU1とオンしている逆導通型半導体スイッチSWV1の電流路を順に通るルートである。

第2の経路は、オンしている逆導通型半導体スイッチSWX1の電流路とダイオード部DY1を順に通るルートである。

すなわち、コンデンサCM1に蓄積されていた静電エネルギーは全て、インダクタLmに磁気エネルギーとして蓄積されていることになる。

この回路形態においては、電力は消費されないため、図4Bに示す経路で電流が流れている間は、図5（a）に示すように電流ILmはほぼ変化せず、図5（b）に示すように、電圧Vcm1もほぼ変化しない。

【0043】

〔3〕 上述したように、制御部200は、ゲート信号SGGV1及びSGGX1をオフ

信号からオン信号に切り替えてから時間 d_1 後の時刻 T_3 において、ゲート信号 $SGGV_1$ 及び $SGGX_1$ をオン信号からオフ信号に切り替える。これにより、逆導通型半導体スイッチ SWV_1 及び SWX_1 はオンからオフに切り替わる。

すると、逆導通型半導体スイッチ SWV_1 及び SWX_1 を流れていた各電流は遮断され、インダクタ L_m に蓄積された磁気エネルギーによって、図 4 C に示すように、インダクタ L_m から、ダイオード部 DU_1 を介しコンデンサ CM_1 の正極に流入する電流が生じ、コンデンサ CM_1 の負極からは、ダイオード部 DY_1 を経て交流端子 $AC2_1$ へと電流が流れる。これによりコンデンサ CM_1 は、インダクタ L_m に蓄積された磁気エネルギーを電荷の形で静電エネルギーとして蓄積するため、図 5 (b) に示すように電圧 V_{cm1} が上昇する。一方、磁気エネルギーが電荷の形で静電エネルギーとしてコンデンサ CM_1 に回収されるため、図 5 (a) に示すように、電流 I_{Lm} は減少する。

10

【0044】

[4] その後、インダクタ L_m に蓄積されていた磁気エネルギーが尽きる時 T_4 に至ると、図 4 D に示すように、交流端子 $AC1_1$ から交流端子 $AC2_1$ へ流れる電流は消滅する。

この間、コンデンサ CM_1 は二次電池 E_1 とインダクタ L_{dc1} と直列回路を形成するが、定常状態においては、図 5 (b) に示すように、電圧 V_{cm1} はほとんど変化しない。

【0045】

そして、次のサイクルにおける時刻 T_1 に相当する時刻 T_5 (この時刻 T_5 は、上記周波数 f_1 によって決定される) に至ると、再び、上述の [1] ~ [4] に示した動作を繰り返す。

20

【0046】

このように、[1] ~ [5] として説明した動作が繰り返される結果、インダクタ L_m とコンデンサ CM_1 とは、図 5 (a), (b) に示すように、静電エネルギーと磁気エネルギーとを相互に変換させる。すなわち、制御部 200 が逆導通型半導体スイッチ SWV_1 及び SWX_1 をオンからオフに切り替えることによってインダクタ L_m に蓄積されていた磁気エネルギーをコンデンサ CM_1 に電荷の形で静電エネルギーとして回収させ、制御部 200 が逆導通型半導体スイッチ SWV_1 及び SWX_1 をオフからオンに切り替えることによって、コンデンサ CM_1 に回収されたエネルギーを再びインダクタ L_m に戻す、という効果を実現させる。

30

【0047】

また、コンデンサ CM_1 とインダクタ L_m との共振現象を利用しているため、コンデンサ CM_1 の電圧 V_{cm1} は、二次電池 E_1 の出力電圧 300 V よりも高い電圧をピークに持つことが可能である。

この例では電圧 V_{cm1} のピークは、図 5 (b) に示すように、400 V を超える。

また、この例では、インダクタ L_m を含め電力を消費するものがないため、定常状態では、図 5 (c) に示すように、二次電池 E_1 から出力される電力 P は略 0 W となる。なお、ここで、電力 P は、1 ミリ秒間の平均電力を示す。

【0048】

40

なお、図 5 (a) (d) に示すように、ゲート信号 $SGGV_1$ 及び $SGGX_1$ がオフ信号からオン信号に切り替わる時刻 T_1 には、インダクタ L_m には電流が流れていない。このため、時刻 T_5 でゲート信号の切り替えがあった直後の時点には、電流が流れていない状態を維持しようとする向きの逆起電力がインダクタ L_m に生じる。従って、この時点では、インダクタ L_m から逆導通型半導体スイッチ SWX_1 の電流路 (順方向)、コンデンサ CM_1 、逆導通型半導体スイッチ SWV_1 の電流路 (順方向) を順に至る電流路は、インダクタ L_m によって遮断された状態にあるということが出来る。よって、時刻 T_5 における逆導通型半導体スイッチ SWV_1 及び SWX_1 のオフからオンへのスイッチングは、半導体スイッチ SWX_1 及び SWV_1 のスイッチングによる状態遷移中にこれらの電流路に流れる電流が略 0 である状態で行われることになり、このスイッチングはソフトスイッチング

50

になっている。

【0049】

また、図5(b)及び(d)に示すように、ゲート信号SGGV1及びSGGX1がオン信号からオフ信号に切り替わる時刻T3の直後では、コンデンサCM1はほぼ完全に放電された状態にある。このため、逆導通型半導体スイッチSWV1の電流路は、ダイオード部DY1を介してコンデンサCM1により短絡された状態にあるということができ、また、逆導通型半導体スイッチSWX1の電流路は、ダイオード部DU1を介してコンデンサCM1により短絡された状態にあることができる。よって、時刻T3における逆導通型半導体スイッチSWV1及びSWX1のオンからオフへのスイッチングは、これらの電流路の両端間の電圧が略0である状態でのスイッチングとなり、スイッチングによる半導体スイッチの状態遷移中に生じるスイッチング損失が少ないスイッチング、すなわちソフトスイッチングになっている。

10

【0050】

(第1の実施の形態：DC/DCコンバータの動作)

上述のように、制御部200がMERS101に対して、逆導通型半導体スイッチSWV1及びSWX1をオンからオフに切り替えることによってインダクタLmに蓄積されていた磁気エネルギーをコンデンサCM1に電荷の形で静電エネルギーとして回収させ、逆導通型半導体スイッチSWV1及びSWX1をオフからオンに切り替えることによって、コンデンサCM1が回収したエネルギーを再びインダクタLmに戻す。

【0051】

20

一方、DC/DCコンバータ10Aにおいては、制御部200は、MERS102に対しても、逆導通型半導体スイッチSWV2及びSWX2をオンからオフに切り替える。これによりインダクタLmに蓄積されていた磁気エネルギーをコンデンサCM2に電荷の形で静電エネルギーとして回収させる。

また、制御部200は、逆導通型半導体スイッチSWV2及びSWX2をオフからオンに切り替えることによって、コンデンサCM2が回収したエネルギーを再びインダクタLmに戻す。

【0052】

このように、制御部200は、コンデンサCM1及びCM2に蓄積されていた静電エネルギーを放電させてインダクタLmに磁気エネルギーとし、インダクタLmに蓄積されていた磁気エネルギーを、コンデンサCM1あるいはコンデンサCM2に静電エネルギーとして蓄積させるように、MERS101及び102を制御する。

30

【0053】

ただし、本実施形態のDC/DCコンバータ10Aでは、制御部200は、MERS101及び102のうち、MERS102の逆導通型半導体スイッチSWV2及びSWX2を先にオフさせる。そのため、インダクタLmに蓄積されていた磁気エネルギーの全てあるいは大部分をコンデンサCM2に充電させる。コンデンサCM2に充電された電力によって、二次電池E2は充電される。

【0054】

二次電池E2の充電に用いられるインダクタLmの磁気エネルギーは、インダクタLdc1を介して二次電池E1から、インダクタLdc2を介して二次電池E2から供給されたものである。しかし、二次電池E2から供給される電力は二次電池E2に戻るため、実質的には、二次電池E1が、二次電池E2を充電することになる。

40

なお、この例では、コンデンサCM1とインダクタLdc1との共振周波数と、コンデンサCM2とインダクタLdc2との共振周波数とは、周波数f1の半分かになるため、二次電池E2からDC/DCコンバータ10Aに電力は供給されない。

【0055】

(第1の実施の形態：DC/DCコンバータの具体的な動作)

以下、本実施形態のDC/DCコンバータ10Aの具体的な動作について、図6、図7A～7F及び図8A～Dを参照して説明する。なお、図8Aにおいて、電流ILdc1は

50

二次電池 E 1 の正極から M E R S 1 0 1 の直流端子 D C 1 1 方向に流れる電流を示し、電流 I L d c 2 は M E R S 1 0 2 の直流端子 D C 1 2 から二次電池 E 2 の正極方向に流れる電流を示す。

【0056】

制御部 200 から出力されるゲート信号 S G G V 1 , S G G X 1 , S G G V 2 及び S G G X 2 が全てオフ信号の場合、図 6 に示すように、逆導通型半導体スイッチ S W V 1 , S W X 1 , S W V 2 及び S W X 2 は全てオフであり、コンデンサ C M 1 はインダクタ L d c 1 を介して二次電池 E 1 から、コンデンサ C M 2 はインダクタ L d c 2 を介して二次電池 E 2 から、電力を供給される。

【0057】

以下、コンデンサ C M 1 及び C M 2 に静電エネルギーが蓄積されており、逆導通型半導体スイッチ S W V 1 , S W X 1 , S W V 2 及び S W X 2 がともにオンである状態（すなわち後述の図 7 F の状態）が初期状態であるとして説明する。

この初期状態から、制御部 200 は、以下に述べるパターンでゲート信号 S G G V 1 , S G G X 1 , S G G V 2 及び S G G X 2 を供給することで、M E R S 1 0 1 は、後述する T a 1 ~ T a 7 までを 1 サイクルとして所定の周波数 f 1 で、以下「フェイズ P A 1」～「フェイズ P A 6」で述べる動作を周期的に行わせる。

【0058】

「フェイズ P A 1」

制御部 200 は、時刻 T a 1 において、ゲート信号 S G G V 1 , S G G X 1 , S G G V 2 及び S G G X 2 をオフ信号からオン信号に切替える。これにより、逆導通型半導体スイッチ S W V 1 , S W X 1 , S W V 2 及び S W X 2 はオフからオンに切り替わる。

すると、コンデンサ C M 1 及び C M 2 は放電を開始し、図 7 A に示すように、コンデンサ C M 1 の正極から、オンの逆導通型半導体スイッチ S W V 1 、インダクタンス L m 、逆導通型半導体スイッチ S W X 2 を介して、コンデンサ C M 2 の負極へと流れ込む電流と、コンデンサ C M 2 の正極から、オンの逆導通型半導体スイッチ S W V 2 、逆導通型半導体スイッチ S W X 1 を介して、コンデンサ C M 1 の負極へと流れ込む電流と、が生じる。

このようにコンデンサ C M 1 及び C M 2 が放電することによりコンデンサ C M 1 及び C M 2 の電圧 V c m 1 は図 8 A (b) に示すように減少する。一方、コンデンサ C M 1 及び C M 2 に蓄積されていた静電エネルギーは放電されることによって、図 8 A (a) に示すようにインダクタ L m に流れる電流 I L m が増幅し、インダクタ L m に磁気エネルギーが蓄積されていく。

【0059】

「フェイズ P A 2」

本実施形態においては、コンデンサ C M 2 の放電がコンデンサ C M 1 よりも先に放電を完了する。コンデンサ C M 2 の放電が完了する時刻 T a 2 に至ると、図 7 B に示すように、電流が、M E R S 1 0 2 の交流端子 A C 1 2 から、ダイオード部 D U 2 とオンしている逆導通型半導体スイッチ S W V 2 の電流路を順に通るルートと、オンしている逆導通型半導体スイッチ S W X 2 の電流路とダイオード部 D Y 2 を順に通るルートと、の 2 つに分岐して交流端子 A C 2 2 へ流れる。

すなわち、コンデンサ C M 2 に蓄積されていた静電エネルギーは全て、インダクタ L m に磁気エネルギーとして蓄積されることになる。なお、コンデンサ C M 1 は、この時点では放電を完了していない。

【0060】

「フェイズ P A 3」

上述したように、制御部 200 は、時刻 T a 1 から時間 d 2 後の時刻 T a 3 において、ゲート信号 S G G V 2 及び S G G X 2 をオン信号からオフ信号に切り替える。これにより、逆導通型半導体スイッチ S W V 2 及び S W X 2 はオンからオフに切り替わる。本実施形態においては、時刻 T a 2 の直後に時刻 T a 3 に至る。

すると、逆導通型半導体スイッチ S W V 2 及び S W X 2 を流れていた各電流は遮断され

、インダクタ L_m に蓄積された磁気エネルギーによって、図 7 C に示すように、インダクタ L_m から、ダイオード部 D_{U2} を介しコンデンサ C_{M2} の正極に流入する電流が生じ、コンデンサ C_{M2} の負極からは、ダイオード部 D_{Y2} を経て交流端子 AC_{22} へと電流が流れる。これによりコンデンサ C_{M2} は、インダクタ L_m に蓄積された磁気エネルギーを電荷の形で静電エネルギーとして蓄積するため、図 8 A (b) に示すように電圧 V_{cm2} が上昇する。一方、磁気エネルギーが電荷の形で静電エネルギーとしてコンデンサ C_{M2} に蓄積されるため、図 8 A (a) に示すように、電流 I_{Lm} は減少する。また、コンデンサ C_{M1} は放電を継続するため、図 8 A (b) に示すように、電圧 V_{cm1} は減少する。

【0061】

[フェイズ PA 4]

その後、コンデンサ C_{M1} の放電が完了する時刻 T_{a4} に至ると、図 7 D に示すように、電流が、MER S 101 の交流端子 AC_{11} から、ダイオード部 D_{U1} とオンしている逆導通型半導体スイッチ SWV_1 の電流路を順に通るルートと、オンしている逆導通型半導体スイッチ SWX_1 の電流路とダイオード部 D_{Y1} を順に通るルートと、の 2 つに分岐して交流端子 AC_{21} へ流れる。

すなわち、コンデンサ C_{M1} に蓄積されていた静電エネルギーも、全て、インダクタ L_m に磁気エネルギーとして蓄積されることになる。

【0062】

[フェイズ PA 5]

制御部 200 は、時刻 T_{a3} から時間 ($d_1 - d_2$) 後 (時刻 T_{a1} から時間 d_1 後) の時刻 T_{a5} において、ゲート信号 $SGGV_1$ 及び $SGGX_1$ をオン信号からオフ信号に切り替える。これにより、逆導通型半導体スイッチ SWV_1 及び SWX_1 はオンからオフに切り替わる。なお、本実施形態においては、時刻 T_{a5} は、インダクタ L_m には電流が流れている (磁気エネルギーが残っている) 状態である。

すると、逆導通型半導体スイッチ SWV_1 及び SWX_1 を流れていた各電流は遮断され、インダクタ L_m に蓄積された磁気エネルギーによって、図 7 E に示すように、インダクタ L_m から、ダイオード部 D_{U1} を介しコンデンサ C_{M1} の正極に流入する電流が生じ、コンデンサ C_{M1} の負極からは、ダイオード部 D_{Y1} を経て交流端子 AC_{21} へと電流が流れる。一方、MER S 102 では、上記フェイズ P 5 で示した経路で電流が流れる。

そのため、コンデンサ C_{M1} 及び C_{M2} が、インダクタ L_m に蓄積された磁気エネルギーを電荷の形で静電エネルギーとして蓄積し、図 8 A (b) に示すように電圧 V_{cm1} 及び V_{cm2} が上昇する。一方、磁気エネルギーが電荷の形で静電エネルギーとしてコンデンサ C_{M1} 及び C_{M2} に蓄積されるため、図 8 A (a) に示すように、電流 I_{Lm} は減少する。

【0063】

[フェイズ PA 6]

その後、インダクタ L_m に蓄積されていた磁気エネルギーが尽きる時刻 T_{a6} に至ると、図 7 F に示すように、インダクタ L_m を流れる電流は消滅する。

【0064】

そして、次のサイクルにおける時刻 T_{a1} に相当する時刻 T_{a7} (前サイクルの時刻 T_{a1} から時間 $1/f_1$ 後) に至ると、再び、上述のフェイズ PA 1 から PA 6 に示した動作を繰り返す。

この動作を繰り返されている間、図 8 A (a) に示すように、二次電池 E_1 からは常に電力が MER S 101 に供給され (電流 I_{Ldc1} が正)、二次電池 E_2 には常に電力が MER S 102 から供給されている (電流 I_{Ldc2} が正)。

【0065】

このように、一度コンデンサ C_{M1} 及び C_{M2} に静電エネルギーとして蓄積される。この静電エネルギーが放電されることでインダクタ L_m に磁気エネルギーが蓄積される。この磁気エネルギーの大部分を、コンデンサ C_{M2} が回収するため、コンデンサ C_{M2} は、二次電池 E_1 の電圧から昇圧され、この例では、図 8 A (b) に示すように、二次電池 E

10

20

30

40

50

2 の出力電圧をより高くなる。よって、コンデンサ $C M 2$ は、二次電池 $E 2$ を充電する。なお、この例では、二次電池 $E 2$ に供給される電力は、図 8 A (a) に示すように、二次電池 $E 1$ から常時供給されている。

【0066】

なお、この例では、二次電池 $E 1$ から二次電池 $E 2$ への変換電力は $6300W$ である。なお、スイッチング制御の周波数 $f 1$ を $5kHz$ に変更すると変換電力は $3600W$ に、 $10kHz$ に変更すると変換電力は $11700W$ である。

【0067】

(第 1 の実施形態の他の使用例 1)

上記二次電池 $E 2$ を $500V$ から $300V$ の二次電池を変更した場合のインダクタ $L m$ を流れる電流 $I L m$ の時間変化と、コンデンサ $C M 1$, $C M 2$ の電圧 $V c m 1$, $V c m 2$ の時間変化と、ゲート信号 $S G G V 1$ 及び $S G G X 1$ 並びにゲート信号 $S G G V 2$ 及び $S G G X 2$ の時間遷移と、の関係は図 8 B のようになる。

10

この例では、二次電池 $E 1$ から二次電池 $E 2$ への変換電力は $5600W$ である。

【0068】

(第 1 の実施形態の他の使用例 2)

上記二次電池 $E 2$ から $200V$ の電池を変更した場合のインダクタ $L m$ を流れる電流 $I L m$ の時間変化と、コンデンサ $C M 1$, $C M 2$ の電圧 $V c m 1$, $V c m 2$ の時間変化と、ゲート信号 $S G G V 1$ 及び $S G G X 1$ 並びにゲート信号 $S G G V 2$ 及び $S G G X 2$ の時間遷移と、の関係は図 8 C のようになる。

20

【0069】

この例では、二次電池 $E 1$ から二次電池 $E 2$ への変換電力は $4800W$ である。なお、スイッチング制御の繰返周波数 $f 1$ を $5kHz$ に変更すると変換電力は $3200W$ に、 $10kHz$ に変更すると変換電力は $7700W$ である。

この使用例では、降圧変換されている。

【0070】

(第 1 の実施形態の構成の変形例 1)

なお、上記実施形態では、ゲート信号 $S G G V 1$ 及び $S G G X 1$ をオン信号に保持する時間が、ゲート信号 $S G G V 2$ 及び $S G G X 2$ をオン信号に保持する時間よりも長い場合について説明したが、短くてもよい。

30

例えば、ゲート信号 $S G G V 1$ 及び $S G G X 1$ をオン信号に保持する時間を時間 $d 2$ に、ゲート信号 $S G G V 2$ 及び $S G G X 2$ をオン信号に保持する時間を時間 $d 1$ に設定してもよい。この場合の、インダクタ $L m$ を流れる電流 $I L m$ の時間変化と、コンデンサ $C M 1$, $C M 2$ の電圧 $V c m 1$, $V c m 2$ の時間変化と、ゲート信号 $S G G V 1$ 及び $S G G X 1$ 並びにゲート信号 $S G G V 2$ 及び $S G G X 2$ の時間遷移と、の関係は図 8 D のようになる。

【0071】

この場合は、逆導通型半導体スイッチ $S W V 1$ 及び $S W X 1$ が先にオフするため、二次電池 $E 2$ から二次電池 $E 1$ へ電力が供給されることになる。この例では、二次電池 $E 2$ から二次電池 $E 1$ への変換電力は $12900W$ である。

40

【0072】

このように、本発明の第 1 の実施形態に係る DC/DC コンバータ $10A$ によれば、ゲート信号 $S G G V 1$ 及び $S G G X 1$ をオン信号に保持する時間を、ゲート信号 $S G G V 2$ 及び $S G G X 2$ をオン信号に保持する時間より短くすることによって、二次電池 $E 2$ から二次電池 $E 1$ に電力を供給することができる(逆変換可能である)。

すなわち、本発明の第 1 の実施形態に係る DC/DC コンバータ $10A$ によれば、ゲート信号 $S G G V 1$ 及び $S G G X 1$ をオン信号に保持する時間、及び、ゲート信号 $S G G V 2$ 及び $S G G X 2$ をオン信号に保持する時間、を適切に選択することによって、二次電池 $E 1$ と二次電池 $E 2$ との間で相互に電力を充電させることができる。

【0073】

50

(第1実施形態の構成の変形例2)

第1の実施形態では、MER S 1 0 1の交流端子A C 1 1とMER S 1 0 2の交流端子A C 2 2とが、接地ラインに接続されていた。しかし、二次電池E 1の負極と二次電池E 2の負極とを、あるいは二次電池E 1の正極と二次電池E 2の正極とが、接地ラインに接続されていてもよい。ただし、二次電池E 1と、二次電池E 2と、が違う出力電圧である場合、共通の接地ラインを介して電流が漏れてしまう可能性がある。

【0074】

そこで、図9に示すD C / D Cコンバータ10Bのように、D C / D Cコンバータ10AのインダクタL mを、MER S 1 0 1の交流端子A C 2 1とMER S 1 0 2の交流端子A C 1 2との間に接続されたインダクタL m 1と、MER S 1 0 2の交流端子A C 2 2とMER S 1 0 1の交流端子A C 1 1との間に接続されたインダクタL m 2と、に分割する。インダクタL m 1及びL m 2とは同一のインダクタンスを持つことが好ましい。これによって、二次電池E 1及びE 2を接地させたとしても漏れ電流を低減することができる。

【0075】

インダクタL d c 1, L d c 2を二次電池E 1, E 2を中心に対称に配置してもよい。インダクタL d c 1を、二次電池E 1の一端とMER S 1 0 1の直流端子D C 1 1との間に接続されたインダクタL d c 1 1と、二次電池E 1の他端とMER S 1 0 1の直流端子D C 2 1との間に接続されたインダクタL d c 2 1とに、分割する。インダクタL d c 2を、二次電池E 2の一端とMER S 1 0 2の直流端子D C 1 2との間に接続されたインダクタL d c 1 2と、二次電池E 2の他端とMER S 1 0 2の直流端子D C 2 2との間に接続されたインダクタL d c 2 2とに、分割する。インダクタL d c 1 1及びL d c 2 1とは同じインダクタンス、インダクタL d c 1 2及びL d c 2 2とは同じインダクタンス、であることが好ましい。これによっても漏れ電流を低減することができる。

【0076】

例えば、二次電池E 1を300Vに、二次電池E 2を500Vに、ゲート信号G G V 1及びS G G X 1を60マイクロ秒に、ゲート信号S G G V 2及びS V V X 2を30マイクロ秒に、スイッチング制御の繰り返し周波数f 1を7キロHzにした場合、二次電池E 1から二次電池E 2への変換電力はおよそ5900Wである。

【0077】

(第1の実施形態における構成の変形例3)

インダクタL mは、2巻き線トランスの漏れインダクタンスを利用してもよい。すなわち、図10に示すD C / D Cコンバータ10Cのように、例えば、D C / D Cコンバータ10BのインダクタL mを高周波トランスR F Tに置き換えてもよい。

高周波トランスR F Tは一次コイルL 1と二次コイルと、漏れインダクタンスL M 1及びL M 2と、から構成されている。

【0078】

一次コイルL 1と二次コイルとは電磁的に接続される。

漏れインダクタンスL M 1及びL M 2は、一次コイルL 1と二次コイルL 2との結合における漏れインダクタンスである。なお、図中の一次コイルL 1、二次コイルL 2、及び漏れインダクタンスL M 1及びL M 2はトランス結合の簡単なモデルである。

【0079】

漏れインダクタンスL M 1は、一端が一次コイルL 1の一端に、他端がMER S 1 0 1の交流端子A C 2 1に接続されている。漏れインダクタンスL M 2は、一端が二次コイルL 2の一端に、他端がMER S 1 0 2の交流端子A C 2 1に接続されている。

一次コイルL 1の他端はMER S 1 0 1の交流端子A C 1 1に、接続されている。二次コイルL 2の他端はMER S 1 0 2の交流端子A C 2 2に接続されている。

ただし、実際には、漏れインダクタンスL M 1及びL M 2が存在するわけではなく、1次コイルL 1の一端が交流端子A C 2 1に、二次コイルL 2の一端が交流端子A C 1 2に接続されている。

【0080】

このようにトランスを介してMER S 1 0 1とMER S 1 0 2とを絶縁接続することも可能である。

【0081】

なお、漏れインダクタンスLM 1及び漏れインダクタンスLM 2に更に、インダクタを接続してもよい。

【0082】

上記DC／DCコンバータ10Cにおいて、漏れインダクタンスが0.2ミリHの高周波トランスRFT、二次電池E 1及びE 2として出力300Vの二次電池を選択した場合の、第1のコイルLM 1を流れる電流I linkの時間変化と、コンデンサCM 1、CM 2の電圧Vcm 1、Vcm 2の時間変化と、ゲート信号SGGV 1及びSGGX 1並びにゲート信号SGGV 2及びSGGX 2の時間遷移と、の関係は図11のようになる。

10

この場合、実質的に構成が同一である上記図8Bの波形と酷似する。

【0083】

例えば、二次電池E 1が300Vで二次電池E 2が300Vで、ゲート信号GGV 1及びSGGX 1を60マイクロ秒に、ゲート信号SGGV 2及びSVVX 2を30マイクロ秒に、スイッチング制御の繰り返し周波数f 1を7キロHzに設定した場合、二次電池E 1から二次電池E 2への変換電力はおよそ5600Wである。

【0084】

なお、受電側の電圧が大きくなるとコンデンサCM 2のエネルギーが大きくなるため、インダクタンスの電流も増える。そのため、さらに出力が大きくなる特徴がある。

20

なお、二次電池E 2が500Vに変更した場合、二次電池E 1から二次電池E 2への変換電力は6300Wになる。

【0085】

(第1の実施形態におけるスイッチング損失)

また、上述したように、上記第1の実施形態並びにその変形例において、ソフトスイッチングが実現されている。

例えば、ゲート信号SGGV 1及びSGGX 1をオンに保持する時間が60マイクロ秒で、ゲート信号SGGV 2及びSGGX 2をオンに保持する時間が30マイクロ秒で、繰り返しは7キロHz、300Vの二次電池E 1から500Vの二次電池E 2へ昇圧変換する場合の半導体スイッチの電流と電圧を図12に示す。上から逆導通型半導体スイッチSV 1の電流Is v 1及び電圧Vs v 1の時間変化、逆導通型半導体スイッチSV 2の電流Is v 2及び電圧Vs v 2の時間変化、ゲート信号SGGV 1及びSGGX 1並びにゲート信号SGGV 2及びSGGX 2の時間遷移を示す。

30

【0086】

上述したように、ゲート信号SGGV 1及びSGGX 1がオフからオンに切り替わる時、電流Is v 1はほぼ流れておらず、オンからオフに切り替わる時、電圧Vs v 1はほぼ0ボルトである。同様に、上述したように、ゲート信号SGGV 2及びSGGX 2がオフからオンに切り替わる時、電流Is v 2はほぼ流れておらず、オンからオフに切り替わる時、電圧Vs v 2はほぼ0Vである。

【0087】

40

このように、ゲート信号が切り替わる時、すなわち、逆導通型半導体スイッチのオン・オフが切り替わる時、ゼロ電流あるいはゼロ電圧になっているため、ソフトスイッチングが実現され、スイッチング損失がほとんど無い。

なお、時刻Ta 1から時刻Ta 2の期間は(上記フェイズPA 1の期間は)、コンデンサCM 1及びCM 2とインダクタLmとが共振している。そのため、その共振周波数が高ければ高いほど、上述の時刻Ta 1から時刻Ta 2の時間は短くなる。

同様に、上記各フェイズでは、コンデンサCM 1及び／またはCM 2とインダクタLmとが共振している。そのため、これらの共振周波数が高ければ高いほど、各周期は短くなり、単位時間あたりの電力の変換回数が増える。よって、時間d 1、d 2を短く設定でき、制御の繰り返し周波数f 1を高く設定できる。

50

【0088】

以上、本発明の第1の実施の形態を説明したが、DC/DCコンバータ10A乃至10Cの構成は上述のものに限られない。たとえば、MERS101及び102はいずれも、必ずしもソフトスイッチングを行わなくてもよい。電力の損失は大きくなるが、二次電池E1からDC/DCコンバータ10Aを介して二次電池E2を充電することができる。

【0089】

以上のように本発明に係る第1の実施の形態のDC/DCコンバータ10A乃至10Cによれば、2つのMERS101, 102を同時にオンし、受電側を先にオフするという簡単な制御で、電源の出力電圧にかかわらず、双方向に直流電力を供給可能である。

また、インダクタLmに実質的に電流が流れていないときにオン、コンデンサCM2に電圧が実質的にないときにMERS102のスイッチをオフ、コンデンサCM1に電圧が実質的にないときにMERS101のスイッチをオフ、することによってソフトスイッチングが可能である。

【0090】

(第2の実施の形態)

以上説明した第1の実施の形態では、MERS101及び102は片方向MERSであった。しかし、MERS101及び102は、フルブリッジ型MERSであってもよい。また、第1の実施の形態では、電流の向きが片方向用のMERSを使用していたため、インダクタLmに流れる電力も一方向であった。しかし、フルブリッジ型MERSを使用すれば、インダクタLmに双方向の電流を供給することができる。以下では、そのような構成を有する、本発明の第2の実施の形態を説明する。

【0091】

第2の実施の形態に係るDC/DCコンバータ10Dは、図13に示すように、第1の実施の形態のDC/DCコンバータ10AとMERS101をフルブリッジ型のMERS103に、MERS102をフルブリッジ型のMERS104に変更したものである。また、制御部200は上述のサイクルC1と後述のC2とを交互に繰り返すことで各ゲート信号のオン信号・オフ信号を切替える。

他の構成は、第1の実施の形態のDC/DCコンバータ10Aと実質的に同一である。

【0092】

MERS103は、MERS101のダイオード部DU1に並列にスイッチ部SU1が、ダイオード部DY1に並列にスイッチ部SY1が、接続されているものである。MERS103の他の構成は、MERS101と実質的に同一である。

MERS104は、MERS102のダイオード部DU2に並列にスイッチ部SU2が、ダイオード部DY2に並列にスイッチ部SY2が、接続されているものである。MERS104の他の構成は、MERS102と実質的に同一である。

【0093】

スイッチ部SU1, SY1, SU2, SY2はいずれも、たとえばMOSFET (Metal-Oxide-Silicon Field Effect Transistor)、絶縁ゲートバイポーラトランジスタ (IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor)、ゲートターンオフサイリスタ (GTO: Gate Turn-Off thyristor) あるいはその他の半導体スイッチング素子からなり、それぞれ電流路と制御端とを備えている。そして、各自の制御端に後述のオン信号が供給されると電流路を導通させ、オフ信号が供給されると電流路を遮断する。

【0094】

ダイオード部DU1, DY1, DU2, DY2はたとえば、スイッチ部を構成する半導体スイッチの寄生ダイオードであってもよい。

【0095】

以下では、各ダイオード部はいずれも半導体ダイオードからなり、各スイッチ部はいずれもnチャネルMOSFETからなるものとして説明する。この場合、このMOSFETのドレインソース間がスイッチ部の電流路をなし、ゲートが制御端をなすものである。

【0096】

制御部200は、動作開始前においては、全てのゲート信号SGGU1乃至SGGY1、SGGU2乃至SGGY2をオフ信号として出力し、例えば、ユーザの指示に応答して、予め記憶している時間d1、d2並びに周波数f1に基づいて、上述のサイクルC1と次のサイクルC2を周波数f1で交互に繰り返す。

サイクルC2において、制御部200は、ゲート信号SGGU1とSGGY1のペアと、ゲート信号SGGU2及びSGGY2のペアと、をオフ信号からオン信号に同時に切り替える。その後、オン信号に切り替えてから時間d2後に、まず、ゲート信号SGGU2及びSGGY2のペアをオン信号からオフ信号に切り替え、更に時間(d1-d2)経過後(オン信号に切替えてから時間d1後)に、ゲート信号SGGU1及びSGGY1のペアをオン信号からオフ信号に切り替える。

10

【0097】

なお、本実施形態では、二次電池E1の出力電圧は300V、二次電池E2の出力電圧は500Vであり、インダクタLdc1及びLdc2のインダクタンスはともに1ミリHであり、コンデンサCM1及びCM2のキャパシタンスはともに5マイクロFであり、インダクタLmのインダクタンスは0.2ミリHであり、時間d1は60マイクロ秒、時間d2は30マイクロ秒、周波数fは7キロHzである。

【0098】

(第2の実施の形態：DC/DCコンバータの動作)

以下、本実施形態のDC/DCコンバータ10Dの動作について、図13、図14A～14H及び図15を参照して説明する。

20

初期状態は、全ての逆導通型半導体スイッチSWU1乃至SWY1、SWU2乃至SWY2がオフで、コンデンサCM1及びCM2に静電エネルギーが蓄積されている後述のフェイズPB8であるとして説明する。

【0099】

[フェイズPB1]

制御部200は、時刻Tb1において、ゲート信号SGGV1、SGGX1、SGGV2及びSGGX2をオフ信号からオン信号に切替え、ゲート信号SGGU1、SGGY1、SGGU2及びSGGY2をオフ信号に保持する。これにより、逆導通型半導体スイッチSWV1、SWX1、SWV2及びSWX2はオフからオンに切り替わる。逆導通型半導体スイッチSWU1、SWY1、SWU2及びSWY2はオフのまま変化しない。

30

すると、図14Aに示すように、コンデンサCM1及びCM2は放電を開始し、インダクタLmに磁気エネルギーが蓄積されていく。

【0100】

[フェイズPB2]

上述したように、制御部200は、ゲート信号SGGV1、SGGX1、SGGV2及びSGGX2をオフ信号からオン信号に切り替えてから時間d2後の時刻Tb2において、ゲート信号SGGV2及びSGGX2をオン信号からオフ信号に切り替える。他のゲート信号はオフ信号を保持する。これにより、逆導通型半導体スイッチSWV2及びSWX2はオンからオフに切り替わる。

40

すると、図14Bに示すように、インダクタLmを流れる電流はコンデンサCM2によって遮断され、コンデンサCM2は、インダクタLmに蓄積された磁気エネルギーを電荷の形で静電エネルギーとして蓄積する。

【0101】

[フェイズPB3]

そして、時刻tb2から時間(d1-d2)経過後の時刻Tb3において、制御部200は、ゲート信号SGGV1及びSGGX1をオン信号からオフ信号に切り替える。

すると、図14Cに示すように、インダクタLmを流れる電流は、コンデンサCM1及びコンデンサCM2によって遮断され、コンデンサCM1及びCM2が、インダクタLmに蓄積された残りの磁気エネルギーを電荷の形で静電エネルギーとして蓄積する。

【0102】

50

〔フェイズP B 4〕

その後、インダクタL mに蓄積されていた磁気エネルギーが尽きる時刻T B 4に至ると、図1 4 Dに示すように、インダクタL mを流れる電流は消滅する。

以上フェイズP B 1乃至P B 4において、コンデンサC M 1及びC M 2に静電エネルギーとして蓄積され、放電されることで一度インダクタL mに磁気エネルギーとして蓄積された電力の大部分を、コンデンサC M 2が回収する。そのため、コンデンサC M 2の電圧V c m 2は、二次電池E 2の出力電圧をより高くなる。よって、コンデンサC M 2は、二次電池E 2を充電する。電力の大部分をコンデンサC M 2が回収するため、コンデンサC M 1の電圧V c m 1は、二次電池E 1の出力電圧よりも低くなる。そのため、コンデンサC M 1は、二次電池E 1に充電される。

10

【0103】

〔フェイズP B 5〕

制御部200は、周波数f 1によって定まる時刻T b 5において、ゲート信号S G G U 1, S G G Y 1, S G G U 2及びS G G Y 2をオフ信号からオン信号に切替え、ゲート信号S G G V 1, S G G X 1, S G G V 2及びS G G X 2をオフ信号に保持する。これにより、逆導通型半導体スイッチS W U 1, S W Y 1, S W U 2及びS W Y 2はオフからオンに切り替わる。逆導通型半導体スイッチS W V 1, S W X 1, S W V 2及びS W X 2はオフのまま変化しない。

すると、図1 4 Eに示すように、コンデンサC M 1及びC M 2は放電を開始し、インダクタL mに磁気エネルギーが蓄積されていく。

20

【0104】

〔フェイズP B 6〕

上述したように、制御部200は、ゲート信号S G G U 1, S G G Y 1, S G G U 2及びS G G Y 2をオフ信号からオン信号に切り替えてから時間d 2後の時刻T b 6において、ゲート信号S G G U 2及びS G G Y 2をオン信号からオフ信号に切り替える。他のゲート信号はオフ信号を保持する。これにより、逆導通型半導体スイッチS W U 2及びS W Y 2はオンからオフに切り替わる。

すると、図1 4 Fに示すように、インダクタL mを流れる電流はコンデンサC M 2によって遮断され、コンデンサC M 2は、インダクタL mに蓄積された磁気エネルギーを電荷の形で静電エネルギーとして蓄積する。

30

【0105】

〔フェイズP B 7〕

その後、制御部200は、時刻T b 6より時間(d 1 - d 2)経過後の時刻T b 7において、ゲート信号S G G U 1及びS G G Y 1をオン信号からオフ信号に切り替える。

すると、図1 4 Gに示すように、インダクタL mを流れる電流は、コンデンサC M 1及びコンデンサC M 2によって遮断され、コンデンサC M 1及びC M 2が、インダクタL mに蓄積された磁気エネルギーを電荷の形で静電エネルギーとして蓄積する。

【0106】

〔フェイズP B 8〕

その後、インダクタL mに蓄積されていた磁気エネルギーが尽きる時刻T B 8に至ると、図1 4 Hに示すように、インダクタL mを流れる電流は消滅する。

40

以上フェイズP B 5乃至P B 8において、コンデンサC M 1及びC M 2に静電エネルギーとして蓄積され、放電されることで一度インダクタL mに磁気エネルギーとして蓄積された電力の大部分を、コンデンサC M 2が回収する。そのため、コンデンサC M 2は、の電圧は昇圧され、二次電池E 2の出力電圧をより高くなる。よって、コンデンサC M 2は、二次電池E 2を充電する。電力の大部分をコンデンサC M 2が回収するため、コンデンサC M 1の電圧V c m 1は、二次電池E 1の出力電圧よりも低くなる。そのため、コンデンサC M 1は、二次電池E 1に充電される。

【0107】

以上説明したように、本発明の第2の実施の形態のD C / D Cコンバータ10 Dによっ

50

ても、低電圧側の二次電池 E 1 と高電圧側の二次電池 E 2 との間で相互に電力を充電させることができる。

また、本実施の形態の DC / DC コンバータ 10 D において、インダクタ L m には交流電流が流れるため、第 1 の実施の形態の DC / DC コンバータ 10 A に比べ偏磁しにくい、という利点もある。

【0108】

また、本実施の形態の DC / DC コンバータ 10 D の場合、各ダイオード部に電流が流れている場合、そのダイオードに並列に接続されているスイッチ部をオンすることにより電力の損失をよりおさえることが可能である。

【0109】

(第 2 の実施形態における構成の変形例 1)

【0110】

上記 DC / DC コンバータ 10 D のインダクタ L d c 1 , L d c 2 を二次電池 E 1 , E 2 を中心に対称に配置してもよい。

図 15 に示す DC / DC コンバータ 10 E ように、インダクタ L d c 1 を、二次電池 E 1 の一端と M E R S 103 の直流端子 D C 11 との間に接続されたインダクタ L d c 11 と、二次電池 E 1 の他端と M E R S 103 の直流端子 D C 21 との間に接続されたインダクタ L d c 21 とに、分割する。インダクタ L d c 2 を、二次電池 E 2 の一端と M E R S 104 の直流端子 D C 12 との間に接続されたインダクタ L d c 12 と、二次電池 E 2 の他端と M E R S 104 の直流端子 D C 22 との間に接続されたインダクタ L d c 22 とに、分割する。インダクタ L d c 11 及び L d c 21 とは同じインダクタンス、インダクタ L d c 12 及び L d c 22 とは同じインダクタンス、であることが好ましい。これによって漏れ電流を低減することができる。

【0111】

(第 2 の実施形態における構成の変形例 2)

また、インダクタ L m は、2 巻き線トランス構造のインダクタンスを利用してもよい。すなわち、例えば、図 16 に示す DC / DC コンバータ 10 F のように、DC / DC コンバータ 10 E のインダクタ L m を高周波トランス R F T に置き換えてもよい。

【0112】

このようにトランスを介して M E R S 101 と M E R S 102 とを絶縁接続することも可能である。また、第 1 のコイルに直列にインダクタを、あるいは、第 2 のコイルに直列にインダクタを、またはその両方を接続してもよい。

【0113】

図 16 に示すこの回路は、従来のインバータによる絶縁トランス結合 DC DC 変換の回路図と似ているが、インダクタ L d c 1 (インダクタ L d c 11 及び L d c 12) , インダクタ L d c 2 (インダクタ L d c 21 及び L d c 22) のインダクタンスがあることで二次電池 E 1 及び E 2 を電流源に近い動作をさせる点と、コンデンサ C M 1 と C M 2 が、その電圧が略ゼロなるまで放電することでソフトスイッチングが実現している点と、で大きく異なる。

また、コンデンサ C M 1 及び C M 2 の電圧が、接続されている電池の電圧より昇圧される、という点でも大きくことなる。

また、トランス結合における漏れインダクタンスを利用できる、という点でも、従来のインバータによる絶縁トランス結合 DC DC 変換とは大きくことなる。

【0114】

(第 1 及び第 2 の実施形態における構成の変形例 1)

また、図 17 に示す DC / DC コンバータ 10 F に示すように、DC / DC コンバータ 10 E において、M E R S 103 の直流端子 D C + 1 から二次電池 E 1 の一端へ方向に流れる電流を遮断するダイオード D R 1 と、二次電池 E 1 の一端から M E R S 104 の直流端子 D C + 2 へ方向に流れる電流を遮断するダイオード D R 2 と、を更に備えてもよい。

【0115】

この場合、二次電池E2の出力する電力によって二次電池E1を充電することない。また、二次電池E1の一端への方向に流れる電流は遮断されるため、インダクタLdc1として、直流リアクトルを用いることができ、かつ、インダクタLdc1のインダクタンスを小さくすることもできる。これにより、インダクタLdc1を小型化することができる。

二次電池E1の一端からMER S 104の直流端子DC+2への方向に流れる電流は遮断されるため、インダクタLdc1を小型化できるのと同様の理由で、インダクタLdc2を小型化することができる。

また、二次電池E2から電力を出力させる必要がない場合、二次電池E2は不必要な放電を行わない、という利点もある。

10

【0116】

この例では、全ての逆導通型半導体スイッチがオフの間、コンデンサCM1が充電され、全ての逆導通型半導体スイッチがオンされてコンデンサCM1の静電エネルギーが放電されて電流Ilinkとして漏れインダクタンスLM1及びLM2に磁気エネルギーとして蓄積され、逆導通型半導体スイッチSWV2及びSWX2を先にオフすることで、電流IlinkがコンデンサCM2に遮断されて、コンデンサCM2が漏れインダクタンスLM1及びLM2の磁気エネルギーがコンデンサCM2に回収され、コンデンサCM2の電圧によって二次電池E2が充電される。この動作が繰り返されることにより、二次電池E1から二次電池E2に電力を供給することができる。

20

【0117】

DC/DCコンバータ10Fの、第1のコイルL1を流れる電流Ilink、インダクタLdc1を流れる電流ILdc1及びインダクタLdc2を流れる電流ILdc2の時間変化と、コンデンサCM1の電圧Vcm1及びコンデンサCM2の電圧Vcm2の時間変化と、ゲート信号SGGV1及びSGGX1並びにゲート信号SGGV2及びSGGX2の時間遷移と、二次電池E1の出力電力P1と二次電池E2へ供給される電力P2の時間変化と、は図18に示すようになる。

なお、二次電池E1及びE2は出力100Vで、インダクタL1及びL2は0.2ミリHで、コンデンサCM1及びCM2は0.5マイクロFで、漏れインダクタンスLM1及びLM2は0.1ミリHで、ゲート信号SGGV1及びSGGX1のオン時間は30マイクロ秒で、ゲート信号SGGV2及びSGGX2のオン時間は15マイクロ秒で、繰り返し周波数f1は6キロHzである。

30

【0118】

全ての逆導通型半導体スイッチがオフされると、コンデンサCM1が充電されるため、コンデンサ電圧Vcm1は上昇し、インダクタL1とコンデンサCM1の共振のピークで電圧が保持されている。

全ての逆導通型半導体スイッチがオンされると、コンデンサCM1の静電エネルギーが放電されて電流Ilinkとして漏れインダクタンスLM1及びLM2に磁気エネルギーとして蓄積されるため、コンデンサCM1の電圧Vcm1は減少し、漏れインダクタンスLm1に流れる電流Ilinkは上昇している。

40

この例では、コンデンサCM1の電圧Vcm1がほぼ0になるタイミングで、逆導通型半導体スイッチSWV2及びSWX2が先にオフされる。逆導通型半導体スイッチSWV2及びSWX2が先にオフされることにより、インダクタンスLm1に流れる電流IlinkはコンデンサCM2に回収されるため、コンデンサCM2の電圧が上昇する。コンデンサCM2の電圧が二次電池E2の電圧100Vを超えると、コンデンサCM2から二次電池E2に放電が開始される。この例では、インダクタLdc3によって、コンデンサCM2は、電圧がほぼ0になるまで、電力を電池E2に放電する。

その後、逆導通型半導体スイッチSWV1及びSWX1がオフされると、コンデンサCM1は充電される。

以降上記動作を繰り返す。

50

【0119】

上記DC/DCコンバータ10A乃至10Eでは、インダクタLdc1及びLdc2のインダクタンスは1ミリHであるとして説明した。一方本変更例であるDC/DCコンバータ10Fでは、インダクタLdc1及びLdc2のインダクタンスは0.2ミリHである。

DC/DCコンバータ10A乃至10Eでは、ダイオードDR1及びDR2がないため、インダクタLdc1乃至Ldc2のインダクタンスを電流の逆流がないように十分に大きくすることが好ましい。

【0120】

一方、一方本変更例であるDC/DCコンバータ10Fでは、ダイオードDR1によって二次電池E1の一端への方向に流れる電流は遮断され、ダイオードDR2によって二次電池E2の出力する電力は遮断される。

そのため、インダクタLdc1として、直流リアクトルを用いることができ、かつ、インダクタLdc1のインダクタンスを小さくすることもできる。これにより、インダクタLdc1を小型化することができる。

【0121】

(第1及び第2の実施形態における構成の変形例2)

また、MERSの各スイッチのオン時間やオフ時間を変化させる装置を別途備えてもよい。

例えば、図19に示すDC/DCコンバータ10Gように、本発明の第2の実施の形態のDC/DCコンバータ10Dの制御部200に、制御の繰り返し周波数f1を、変更させるダイヤル300を接続させてもよい。ダイヤル300を時計回りに回せば周波数f1は低くなり、ダイヤル300を時計回りに回せば周波数f1は高くなる。

【0122】

二次電池E1及びE2が100Vで、インダクタLmが200mHで、コンデンサCM1及びCM2が1mFで、時間d1が25ms、時間d2が40msで、周波数f1を変化させた場合の、コンデンサCM1、CM2の電圧Vcm1、Vcm2と、インダクタLmに流れる電流ILmと、ゲート信号SU1及びSY1、SV1及びSX1、SU2及びSY2、SV2及びSX2の関係は、図20A乃至20Cのようになる。

図20Aは、周波数f1が10kHz、図20Bは20kHz、図20Cは6kHzの時の、それぞれ関係を示したものである。

【0123】

図20Aに示すように、周波数f1が10kHzの時、電圧Vcm1及びVcm2は、およそ200Vまで上昇し、電流ILmはおよそ16Aまで上昇している。また、各周期(例えば、ゲート信号SU1、SY1、SV1及びSX1がオンしてからゲート信号SU2、SY2、SV2及びSX2がオンするまでの1周期)において、電流ILmは、およそ100ミリ秒間は流れ、100ミリ秒間は流れてない。

また、図20Bに示すように、周波数f2が20kHzの時、電圧Vcm1及びVcm2は、およそ230Vまで上昇し、電流ILmはおよそ25Aまで上昇している。また、各周期(例えば、ゲート信号SU1、SY1、SV1及びSX1がオンしてからゲート信号SU2、SY2、SV2及びSX2がオンするまでの1周期)において、電流ILmは、ほぼ連続して流れている。

また、図20Cに示すように、周波数f3が6kHzの時、電圧Vcm1及びVcm2は、およそ180Vまで上昇し、電流ILmはおよそ10Aまで上昇している。また、各周期(例えば、ゲート信号SU1、SY1、SV1及びSX1がオンしてからゲート信号SU2、SY2、SV2及びSX2がオンするまでの1周期)において、電流ILmは、およそ100ミリ秒間の流れ、次の周期までは流れない。

【0124】

周波数を上げると、コンデンサの電圧のピークは上がり、1周期当たりの充電量は上昇する。その上、単位時間あたりの充電回数が増える。そのため、周波数を上げると、周波

数を上げるほど、二次電池 E 1 から二次電池 E 2 への電力の供給量は増大する。ただし、1 周期が、インダクタ L m に 1 方向に連続して電流が流れている時間以上になると、スイッチングがハードスイッチングになってしまう。よって、周波数 f 1 による定まる 1 周期は、インダクタ L m に 1 方向に連続して電流が流れている時間よりも長いことが望ましい。

【0125】

周波数 f 1 を変化させた場合における二次電池 E 1 から二次電池 E 2 への電力の供給量の変化は、この例では、図 20 D に示すように、周波数 f 1 が 6 kHz の時およそ 50 W、周波数 f 1 が 10 kHz の時およそ 230 W、周波数 f 1 が 20 kHz の時およそ 970 W になり、周波数の上昇に伴い電力の供給量も増大する。

10

【0126】

このように、周波数 f 1 を調整させることによって、二次電池 E 1 から二次電池 E 2 への電力の時間あたりの充電量を調整させることができる。

換言すると、制御部 200 は、MER S 101 及び 102 のスイッチを実質的に同時にオンし、第 1 の所定の時間経過後に、一方の MER S のスイッチをオフし、更に第 2 の所定の時間経過後に、他方の MER S をオフし、更に第 3 の所定の時間両方の MER S のスイッチをオフに保持させる場合において、第 3 の所定の時間を調整することによって、二次電池 E 1 から二次電池 E 2 への電力の時間あたりの供給量を調整させることができる。

DC/DC コンバータ 10 F においては、ダイヤル 300 を時計回りに回せば時間あたりの充電量が増え、反時計回りに回せば時間あたりの充電量が減る。

20

【0127】

また、図 20 A 乃至 20 C からわかるように、各ゲート信号のオン信号からオフ信号に切り替える時は、その MER S のコンデンサ電圧はほぼゼロであり、各ゲート信号のオフ信号からオン信号に切り替える時は、インダクタ L m に流れる電流はほぼ 0 である。そのため、各スイッチのスイッチングはゼロ電圧またはゼロ電流となっており、時間あたりの充電量が高い場合も低い場合もソフトスイッチングが実現される。

【0128】

以上説明したように、本発明に係る DC-DC コンバータによれば、MER S 101 及び 102 のスイッチのスイッチをオンさせた後、片方の MER S のスイッチを、他方の MER S のスイッチよりも先にオフさせる制御、を繰り返す、ことによって、二次電池 E 1 から二次電池 E 2 に、その電圧の大小にかかわらずに、双方向に電力を変換することができる。

30

【0129】

また、MER S 101, 102 を、フルブリッジ型 MER S 103, 104 に変更し、MER S 101 及び 102 のスイッチのスイッチをオンさせた後、片方の MER S のスイッチを、他方の MER S のスイッチよりも先にオフさせる制御と、MER S 101 及び 102 のスイッチのスイッチをオンさせた後、他方の MER S のスイッチを、一方の MER S のスイッチよりも先にオフさせる制御と、の 2 つの制御を交互に繰り返すことで、二次電池 E 1 から二次電池 E 2 に、その電圧の大小にかかわらずに、双方向に電力を変換することができ、かつ、インダクタ L m の偏磁を抑制することができる。

40

【0130】

また、MER S 101 及び 102 のスイッチを実質的に同時にオンし、第 1 の所定の時間経過後に、一方の MER S のスイッチをオフし、更に第 2 の所定の時間経過後に、他方の MER S をオフし、更に第 3 の所定の時間両方の MER S のスイッチをオフに保持させることによって、二次電池 E 1 から二次電池 E 2 に、その電圧の大小にかかわらずに、双方向に電力を変換することができ、この第 3 の所定の時間を調整することによって、送電側の電源から受電側の電源に供給される電力を調整することができる。

【0131】

なお、本発明は、上記実施形態に限定されるものではなく、例えば次のような、種々の変形が可能である。例えば、上記実施形態における各設定値は 1 例であり、様々な設定が

50

可能である。また、上述の実施形態に記載した構成の全てを備える必要はなく、所期の目的を達成できるならば、一部の構成の組み合わせであってもよい。

【0132】

また、上記各実施形態においては、直流電源として二次電池 E 1 を、直流負荷として二次電池 E 2 を用いたが、もちろんそれぞれ二次電池である必要はない。

たとえば、二次電池 E 1 を家庭用電源を整流し平滑コンデンサによって平滑したものに變更してもよいし、二次電池 E 2 を、直流電力を供給されることによって動作する電気機器に變更してもよい。

例えば、電力を供給する側（二次電池 E 1）を、電力を供給する必要のないもの（例えば、一次電池）に、あるいは、電力を供給される側（二次電池 E 2）を、電力を出力させる必要がないもの（例えば）に、するならば、図 1 4 に示したように、ダイオード D R 1 及びダイオード D R 2 を用いればよい。これによって、電力を供給する側に供給される電力は遮断され、電力を供給される側から出力される電力は遮断される。

【0133】

また、二次電池 E 1, E 2 の代わりに直流母線を接続してもよい。

例えば、二次電池 E 1 の代わりに、家庭内の様々な電気機器に接続された直流母線を接続し、二次電池 E 2 を電気自動車の内部電池であってもよい。

この時、夜間、電気自動車の内部電池を受電側とし、直流母線を送電側とする。そして、昼間、例えば電気自動車のユーザが自宅にいる場合は、電気自動車の電池を送電側とし、受電側の直流母線に電力を供給する。

【0134】

また、上記 D C - D C コンバータ F では M E R S 1 0 2 の逆導通型半導体スイッチ S W V 2 及び S W X 2 は常にオンでもよい、として説明した。そのため、図 2 1 に示す D C - D C コンバータ H のように、M E R S 1 0 2 のスイッチ部 S V 2, S X 2 がなくともよい。つまり、受電側の M E R S は、整流回路でもよい。

この場合も、図 2 2 に示すように、二次電池 E 1 から出力された電力を M E R S 1 0 1 が静電エネルギーとして蓄積し、M E R S 1 0 1 をオンすることでインダクタンスに電流を流すことで磁気エネルギーとして蓄積させ、その磁気エネルギーをもって二次電池 E 2 を充電する。

なお、図 2 2 の例では、インダクタ L d c 1 は 0. 2 ミリ H で、コンデンサ C M 1 は 0. 5 マイクロ F で、漏れインダクタ L M 1 及び L M 2 は 0. 1 ミリ H で、二次電池 E 1 の出力電圧は 1 0 0 V で、二次電池 E 2 の出力電圧は 7 0 V である。

【0135】

また、高周波トランス R F T の巻線比は 1 対 1 である必要はない。適宜変更することによって、昇圧、降圧の割合を所望のものに調整可能である。

【0136】

また、第 1, 第 2 の実施の形態において、制御部 2 0 0 は、コンパレータ、フリップフロップ、タイマ等からなる専用の電子回路から構成されていてもよい。

例えば、繰り返し周波数 f 1 が 7 キロ H z、ゲート信号 S G G V 1 及び S G G X 1 のオン時間が 6 0 マイクロ秒、ゲート信号 S G G V 1 及び S G G X 1 のオン時間が 3 0 マイクロ秒、である時の制御部 2 0 0 の回路は図 2 3 のようになる。

【0137】

図 2 3 (a) は、上記片方向 M E R S を用いた D C - D C コンバータのゲート信号 S G G V 1, S G G X 1, S G G V 2 及び S G G X 2 を出力する制御回路である。この回路は、発振器 O S C と、ワンショットマルチバイブレータ M V 1, M V 2 と、を備える。

発振器 O S C は、上記周波数 7 キロ H z (周波数 f 1) のクロックパルスを出力する。

ワンショットマルチバイブレータ M V 1 の出力は、ゲート信号 S G G V 1 及び S G G X 1 として逆導通型半導体スイッチ S W V 1 及び S W X 1 のゲート G V 1 及び G X 1 に出力される。ワンショットマルチバイブレータ M V 1 は、発振器 O S C の出力するクロックパルスが立ち上がることに応答し、オフ信号をオン信号に切り替え、オン信号を 6 0 マイク

ロ秒保持した後オフ信号に切り替える。

同様に、ワンショットマルチバイブレータMV2の出力は、ゲート信号SGGV2及びSGGX2として逆導通型半導体スイッチSWV2及びSWX2のゲートGV2及びGX2に出力される。ワンショットマルチバイブレータMV2は、発振器OSCの出力するクロックパルスが立ち上がることに応答し、オフ信号をオン信号に切り替え、オン信号を30マイクロ秒保持した後オフ信号に切り替える。

【0138】

図23(b)は、上記両方向MERSを用いたDC-DCコンバータのゲート信号SGGU1, SGGV1, SGGX1, SGGY1, SGGU2, SGGV2, SGGX2及びSGGY2を出力する制御回路である。この回路は、図23(a)で説明した制御部200に、更に、ワンショットマルチバイブレータMU1, MU2と、を備えるものである。

ワンショットマルチバイブレータMU1の出力は、ゲート信号SGGU1及びSGGY1として逆導通型半導体スイッチSWU1及びSWY1のゲートGU1及びGY1に出力される。ワンショットマルチバイブレータMU1は、発振器OSCの出力するクロックパルスが立ち上がることに応答し、オフ信号をオン信号に切り替え、オン信号を60マイクロ秒保持した後オフ信号に切り替える。

同様に、ワンショットマルチバイブレータMU2の出力は、ゲート信号SGGU2及びSGGY2として逆導通型半導体スイッチSWU2及びSWY2のゲートGU2及びGY2に出力される。ワンショットマルチバイブレータMU2は、発振器OSCの出力するクロックパルスが立ち上がることに応答し、オフ信号をオン信号に切り替え、オン信号を30マイクロ秒保持した後オフ信号に切り替える。

【0139】

また、上記実施形態では、制御部200は、予め設定された時間d1, d2及び周波数f1に基づいて、ゲート信号を制御した。しかし、ゲート信号の制御は様々な変更が考えられる。例えば、デューティ比で各スイッチのオン時間を制御してもよい。

制御部200は、MERS101及び102のスイッチを実質的に同時にオンし、第1の所定の時間経過後に、一方のMERSのスイッチをオフし、更に第2の所定の時間経過後に、他方のMERSをオフし、更に第3の所定の時間両方のMERSのスイッチをオフに保持させる、という制御を繰り返す。

【0140】

一方、上記各実施の形態における制御部200の構成は、通常のコンピュータシステムを用いても実現することができる。

例えば、制御部200が行う上述の処理を実行させるためのプログラムを、CD-ROM (Compact Disk Read-Only Memory)、DVD (Digital Versatile Disk) あるいはその他のコンピュータ読み取り可能な記録媒体に格納して配布し、このプログラムをコンピュータにインストールすることにより、上述の制御部200を構成することができる。

【0141】

また、プログラムをインターネット等の通信ネットワーク上の所定のサーバ装置が有するディスク装置等に格納しておき、例えば、搬送波に重畳させて、コンピュータにダウンロード等するようにしてもよい。更に、通信ネットワークを介してプログラムを転送しながら起動実行することによっても、上述の処理を達成することができる。

また、上述の機能を、OS (Operating System) が分担して実現する場合又はOSとアプリケーションとの協働により実現する場合等には、OS以外の部分のみを媒体に格納して配布してもよく、また、コンピュータにダウンロード等してもよい。

【符号の説明】

【0142】

10A乃至10H DC/DCコンバータ

DC+1, DC+2 直流入力端子

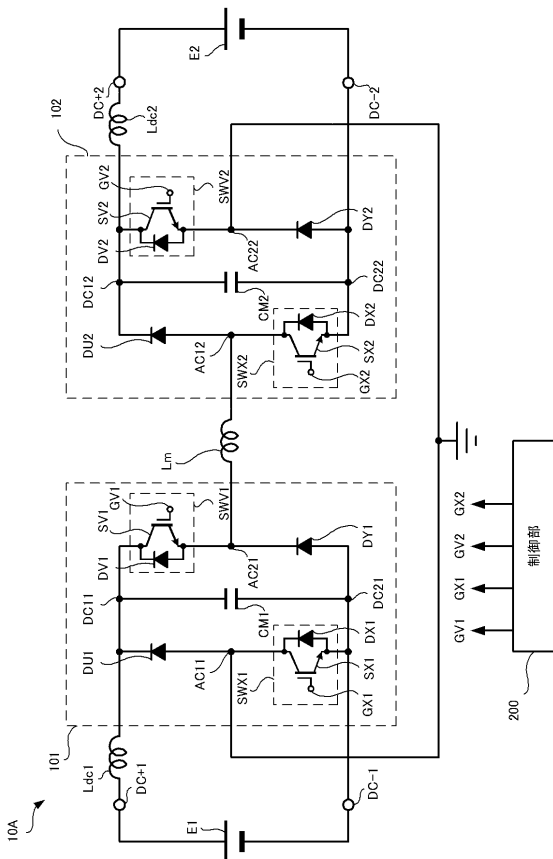
DC-1, DC-2 直流出力端子

Ldc1, Ldc2, Ldc11, Ldc12, Ldc21, Ldc22 インダクタ

101, 102, 103, 104 MERS
 AC11, AC21, AC12, AC22 交流端子
 DC11, DC21, DC12, DC22 直流端子
 SWU1, SWV1, SWX1, SWY1, SWU2, SWV2, SWX2, SWY2
 逆導通型半導体スイッチ
 DU1, DV1, DX1, DY1, DU2, DV2, DX2, DY2 ダイオード部
 SU1, SV1, SX1, SY1, SU2, SV2, SX2, SY2 スイッチ部
 GU1, GV1, GX1, GY1, GU2, GV2, GX2, GY2 ゲート
 CM1, CM2 コンデンサ
 Lm, Lm1, Lm2 インダクタ
 RFT 高周波トランス
 L1 一次巻線
 L2 二次巻線
 LM1, LM2 漏れインダクタンス
 200 制御部
 SGGU1, SGGV1, SGGX1, SGGY1, SGGU2, SGGV2, SGGX
 2, SGGY2 ゲート信号
 E1, E2 二次電池

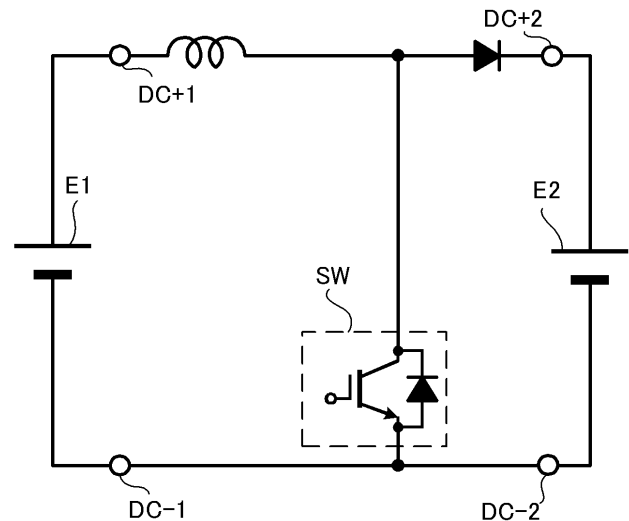
10

【図1】

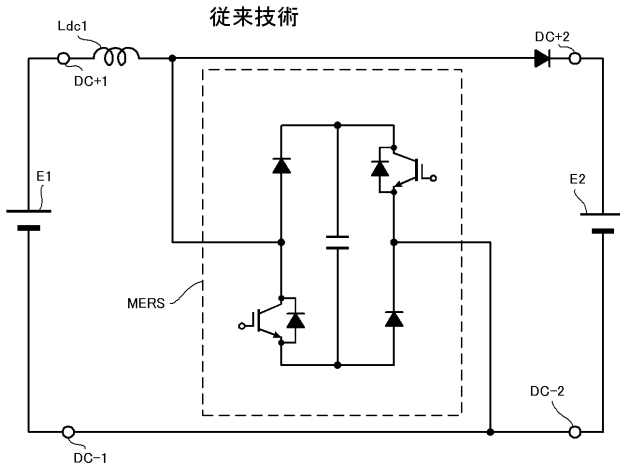


【図2A】

従来技術

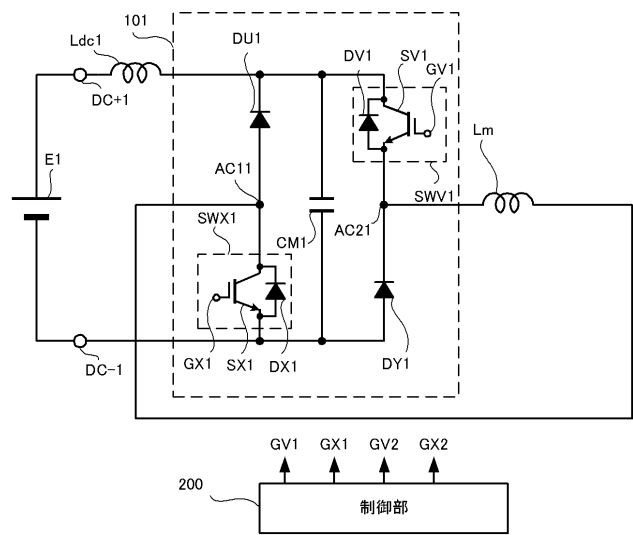


【図 2 B】

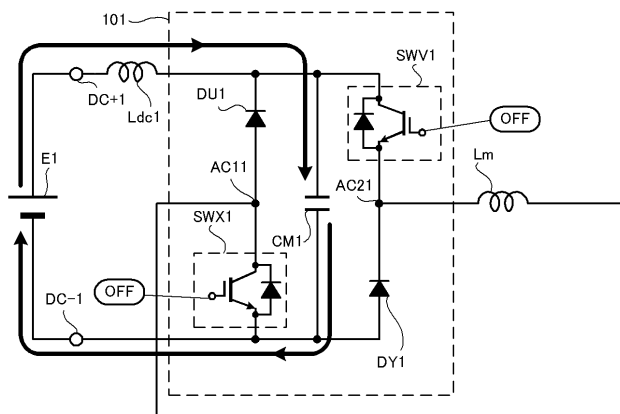


【図 2 C】

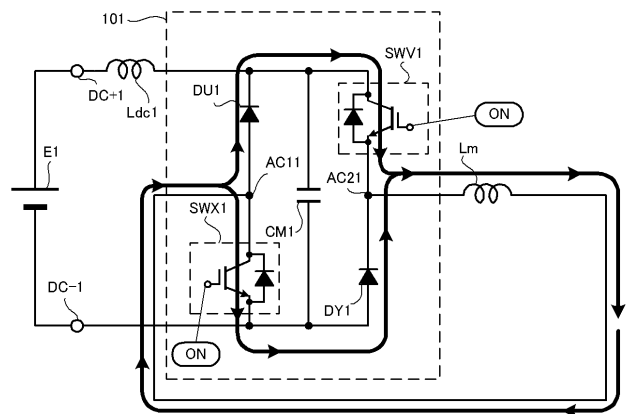
本発明の一部分



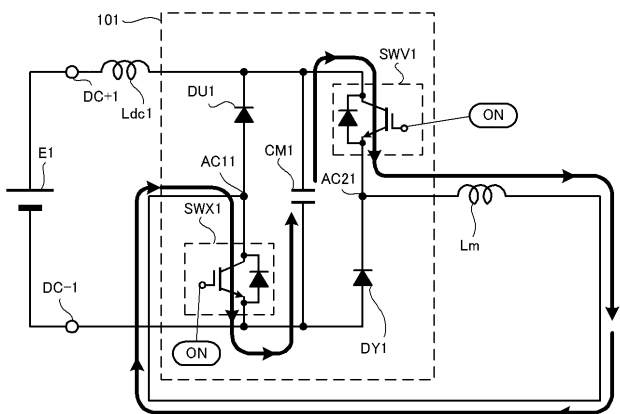
【図 3】



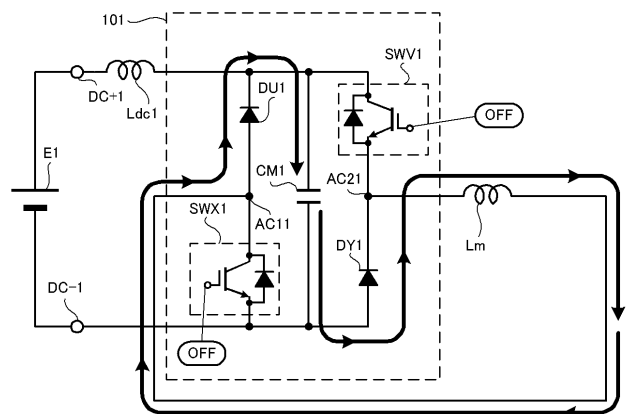
【図 4 B】



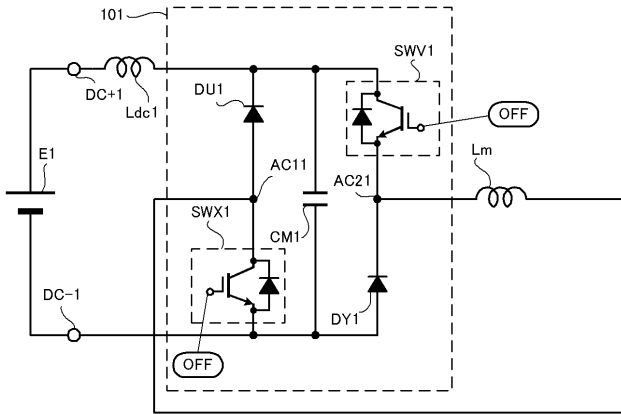
【図 4 A】



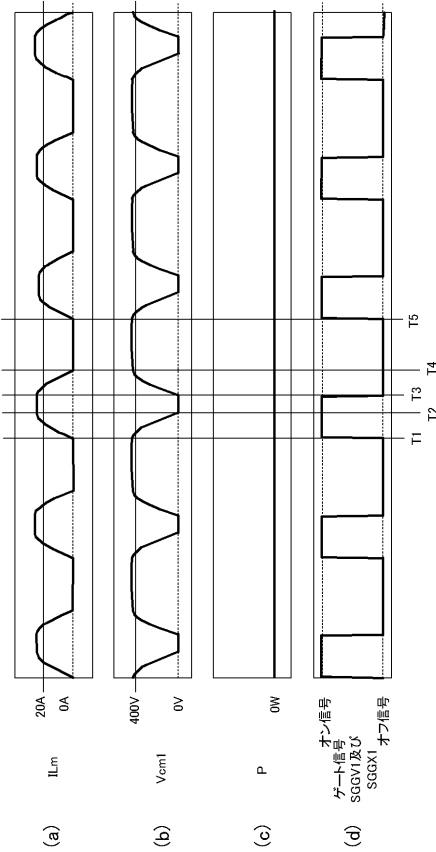
【図 4 C】



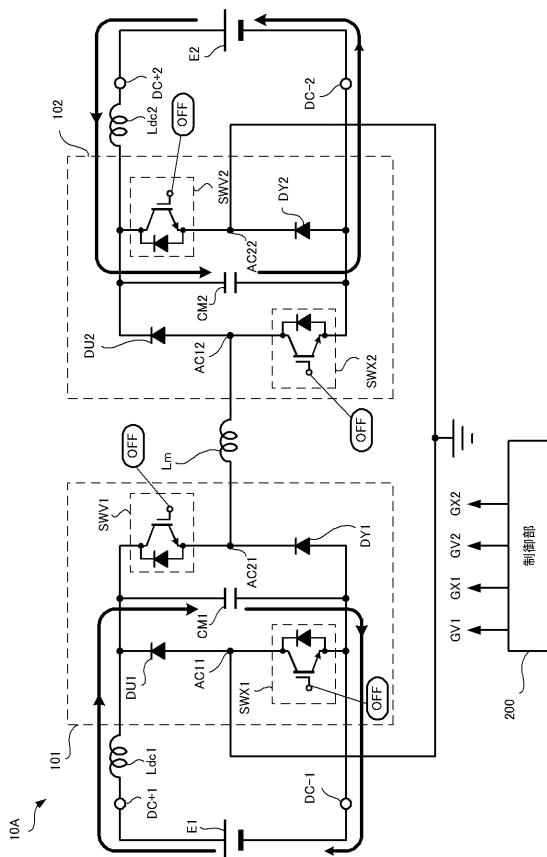
【図 4 D】



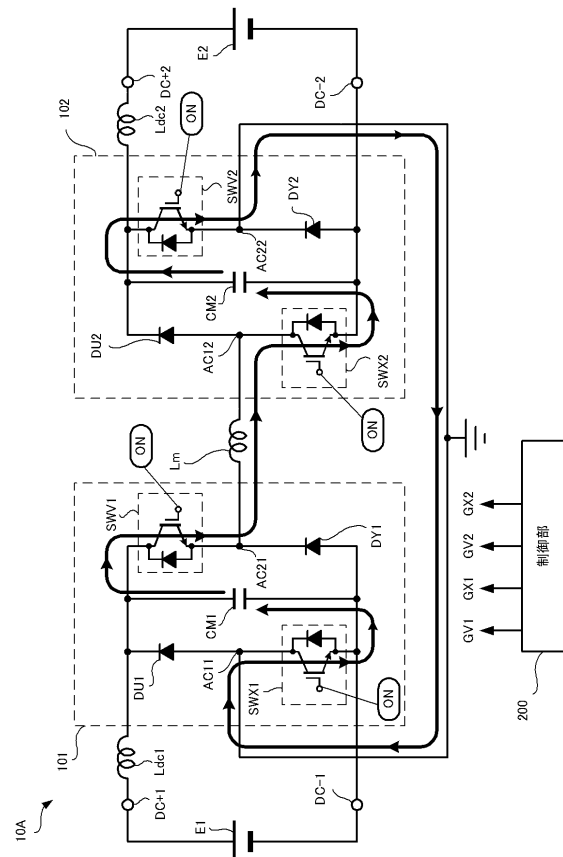
【図 5】



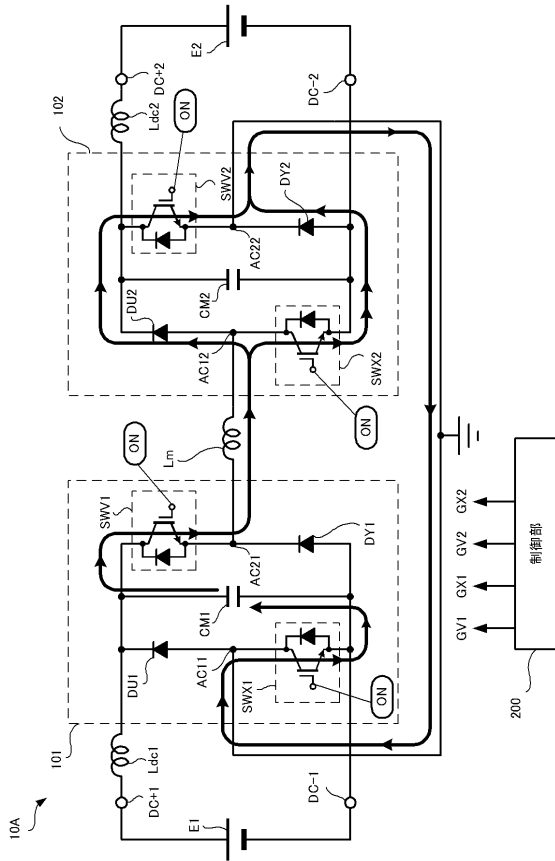
【図 6】



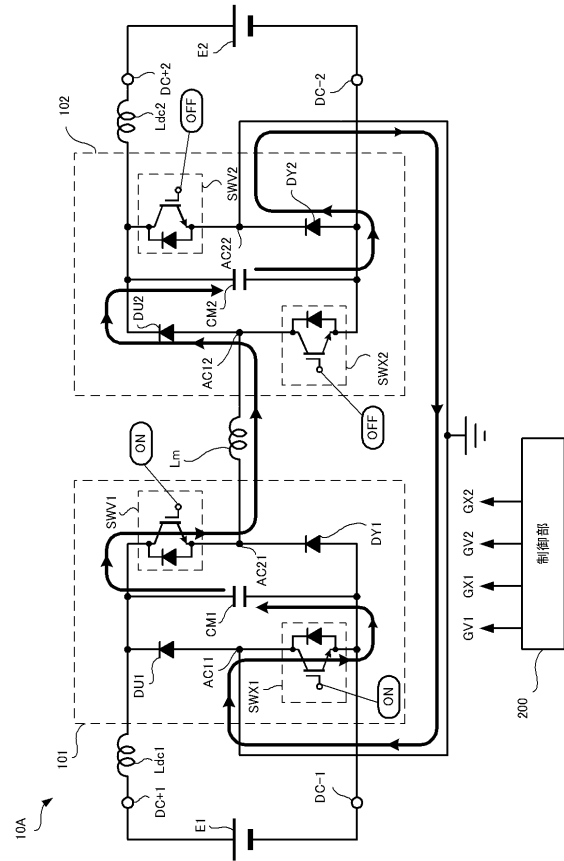
【図 7 A】



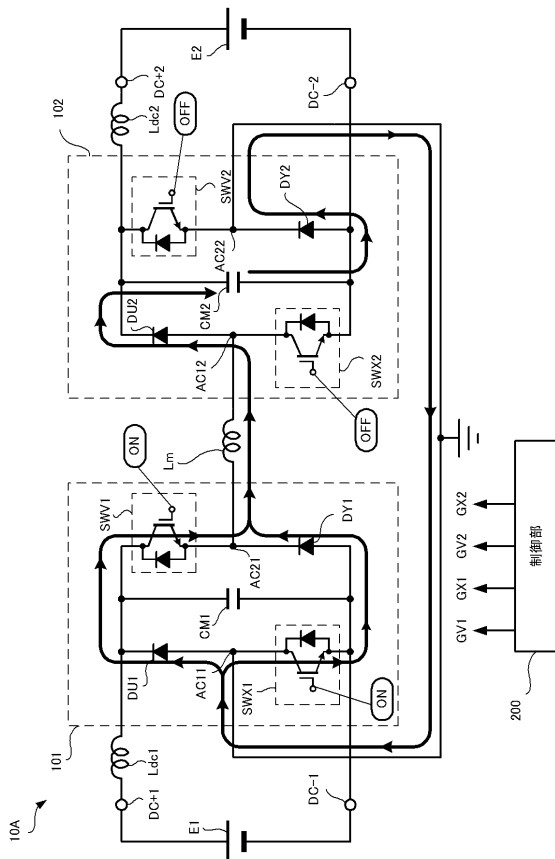
【図 7 B】



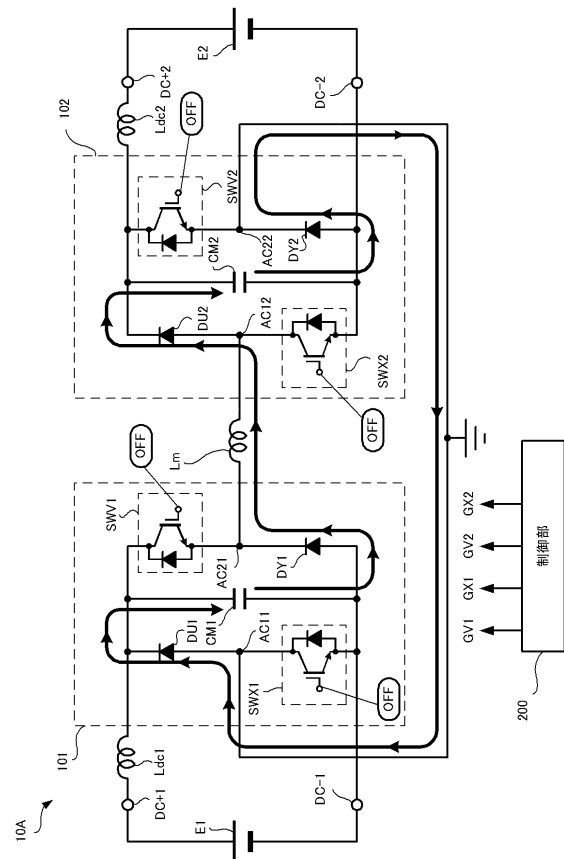
【図 7 C】



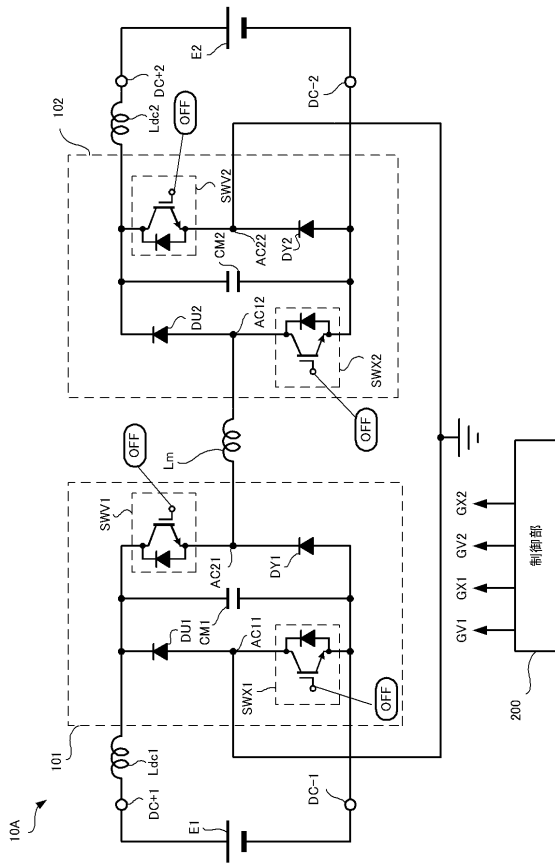
【図 7 D】



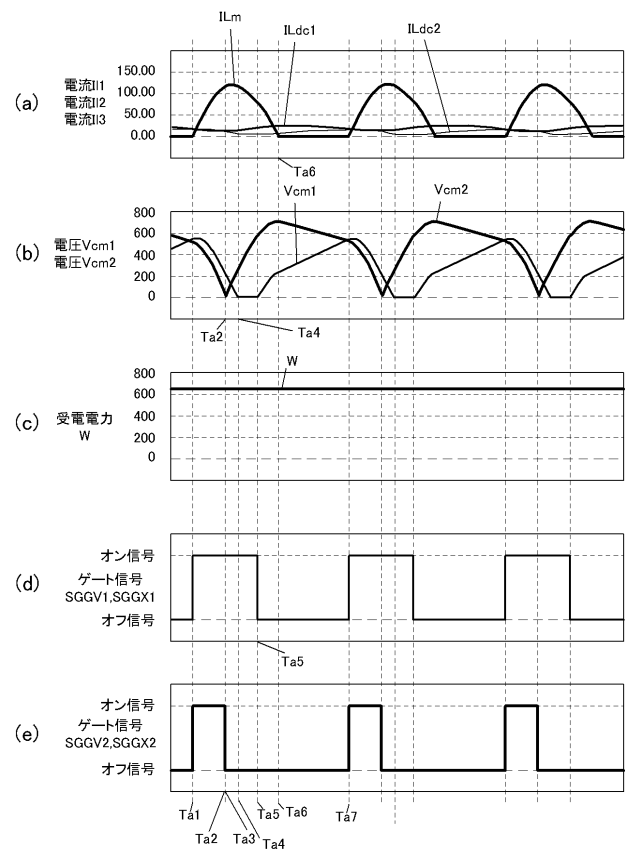
【図 7 E】



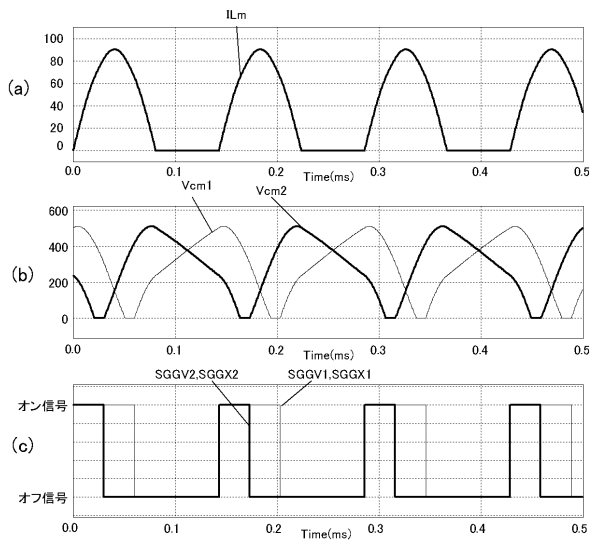
【図 7 F】



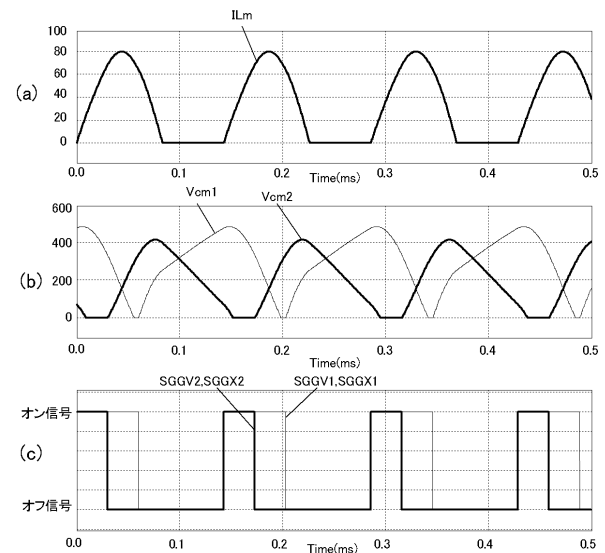
【図 8 A】



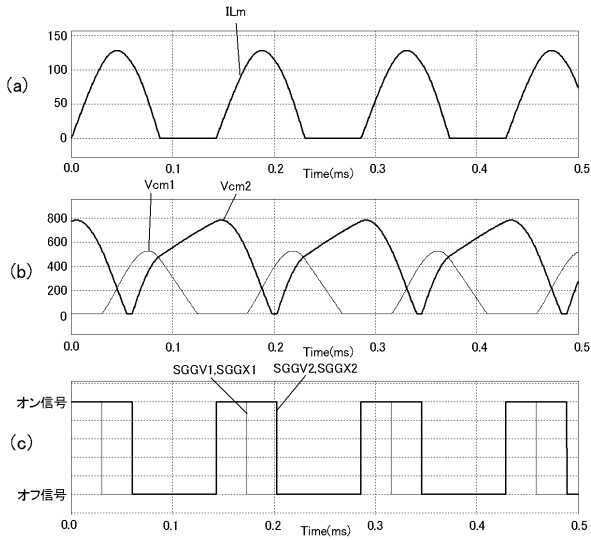
【図 8 B】



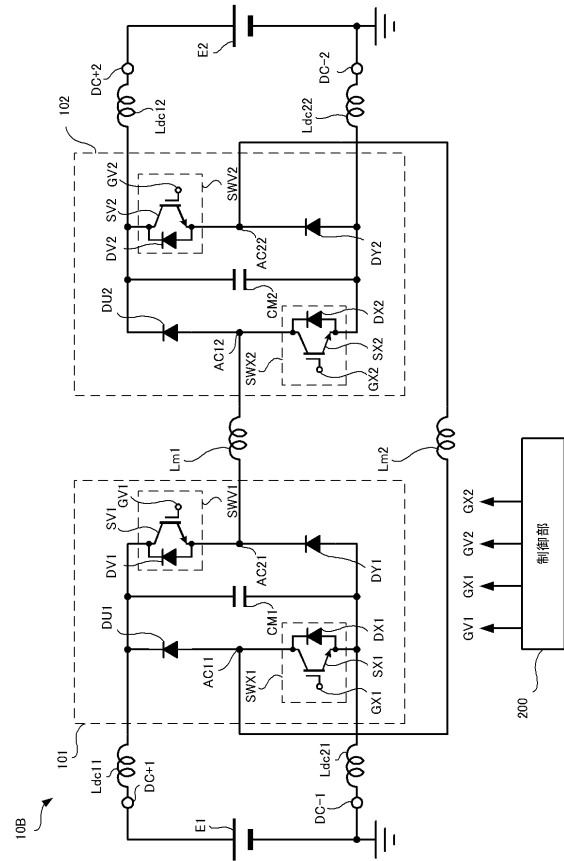
【図 8 C】



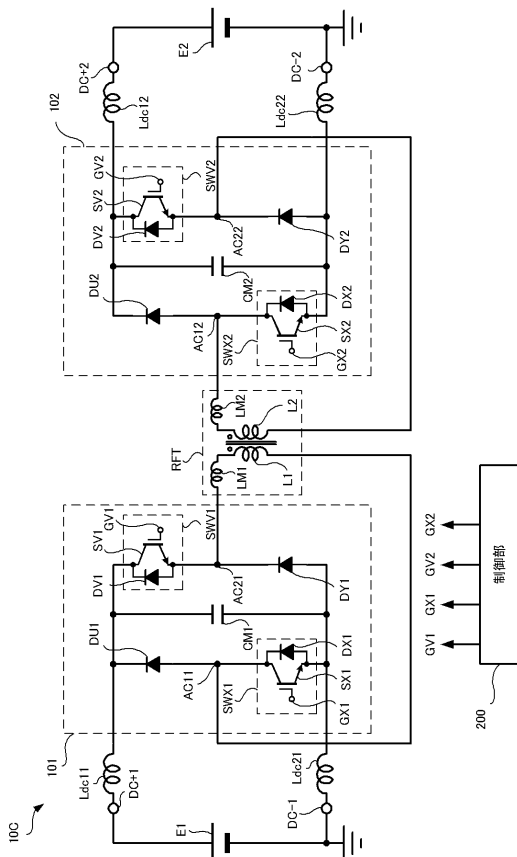
【図 8 D】



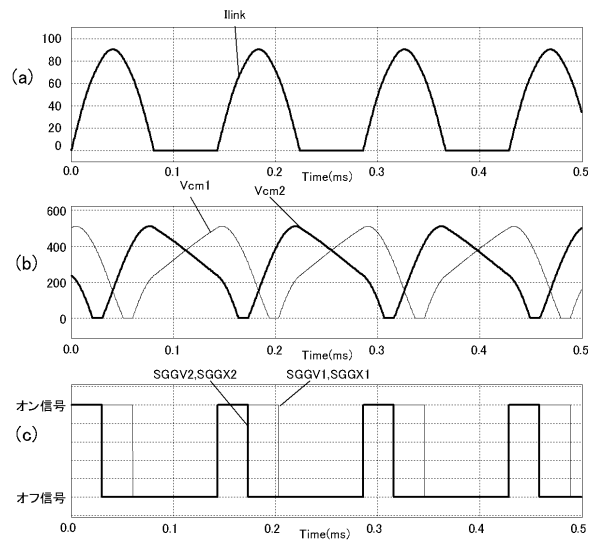
【図 9】



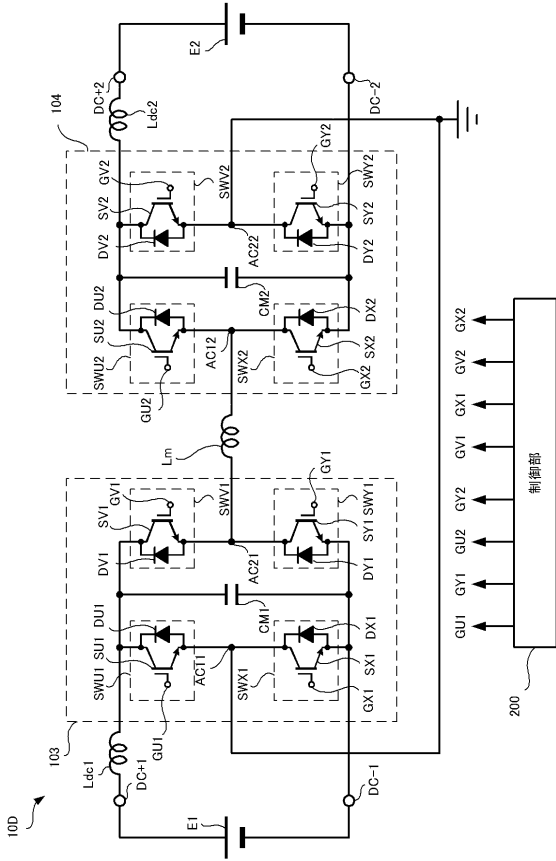
【図 10】



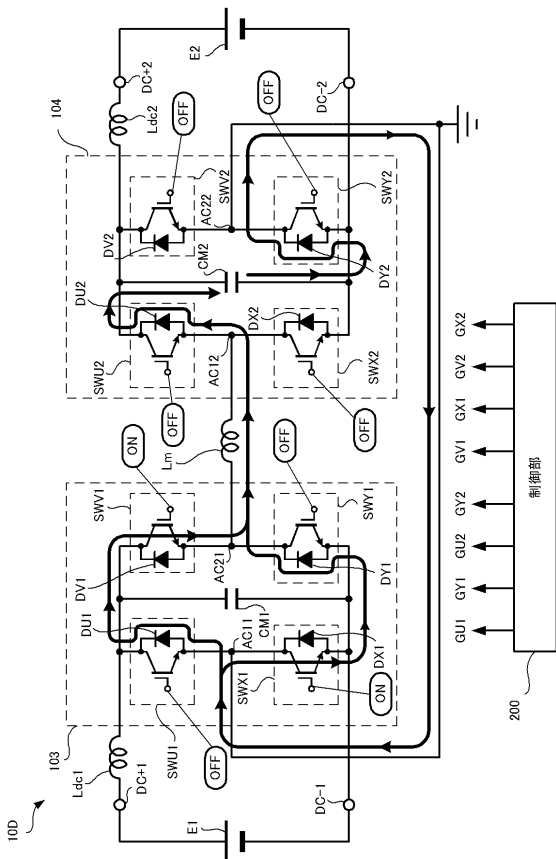
【図 11】



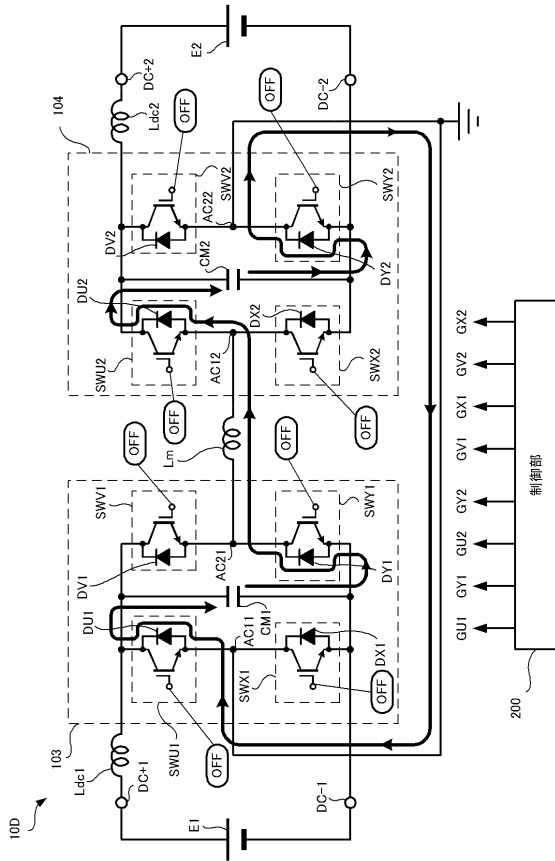
【 図 1 3 】



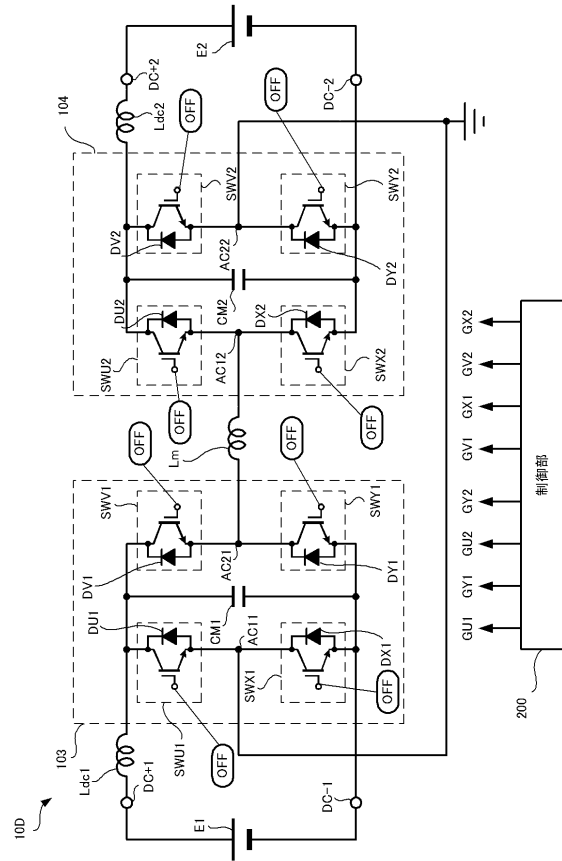
【图 14 B】



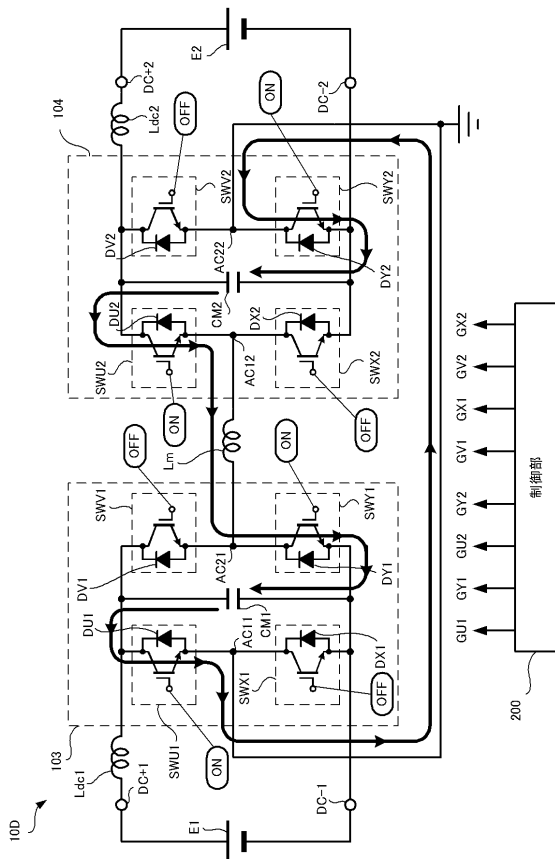
【図 14 C】



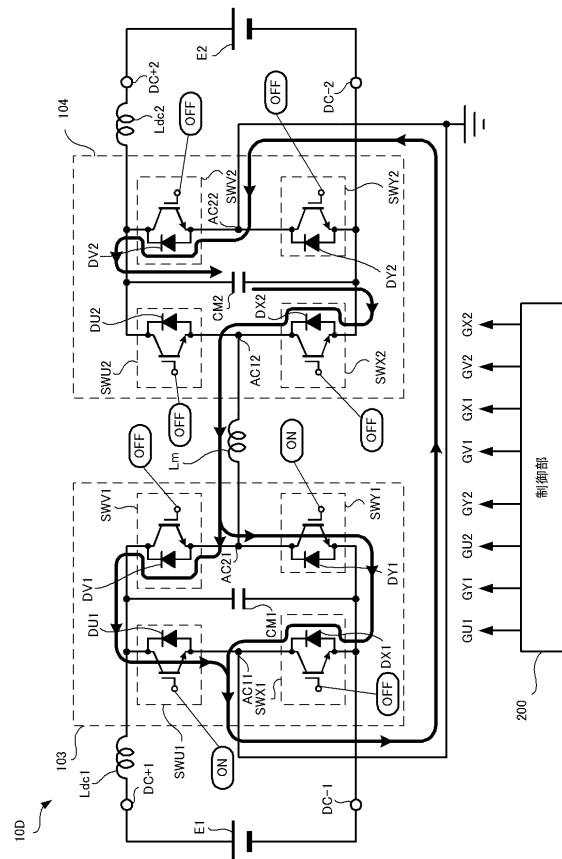
【図 14 D】



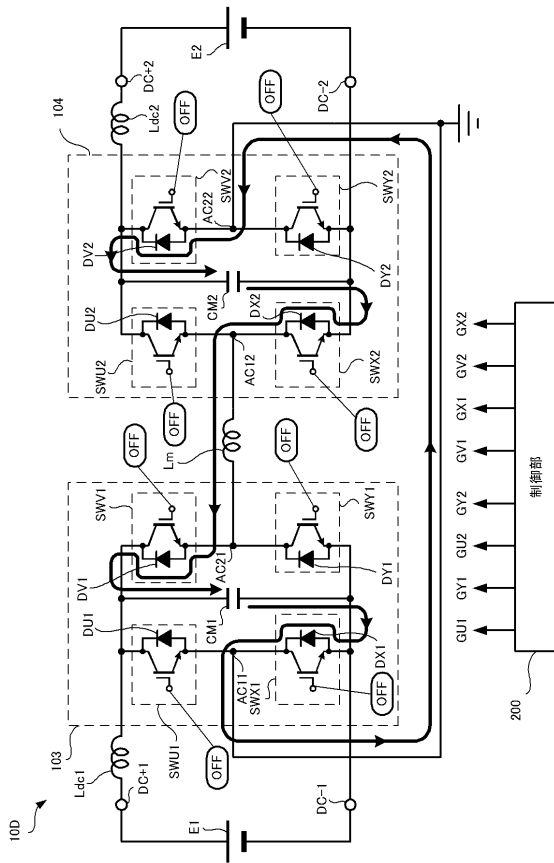
【図 14 E】



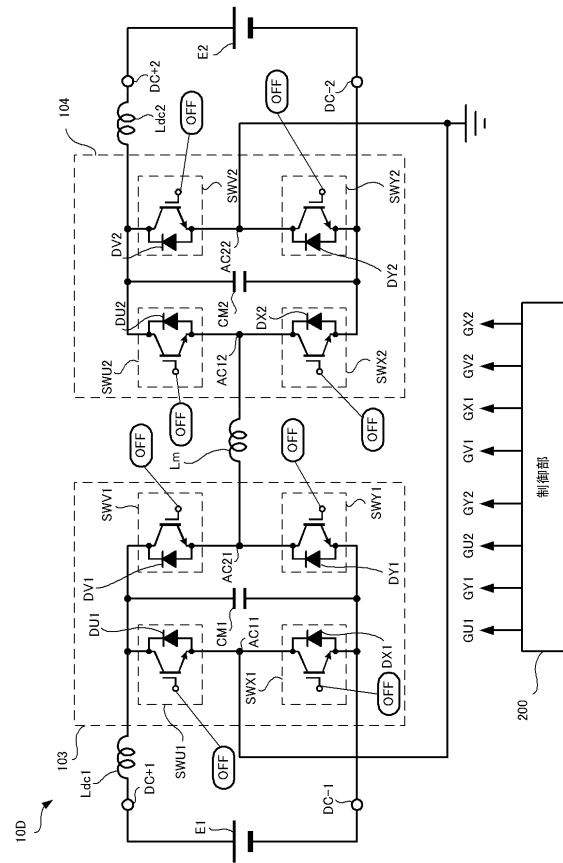
【図 14 F】



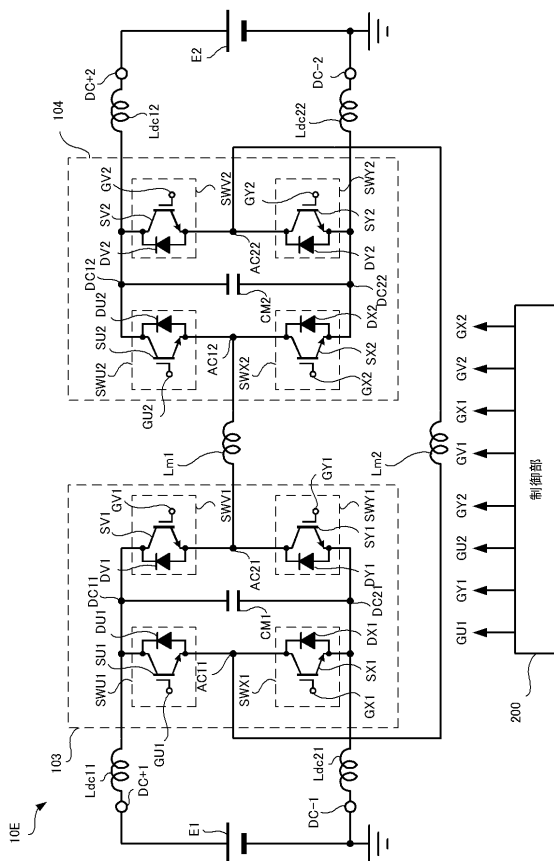
【図 14 G】



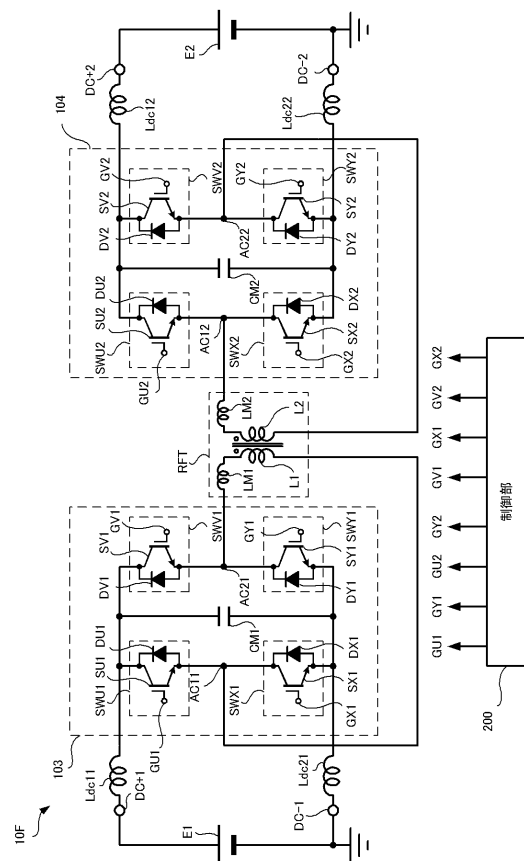
【図 14 H】



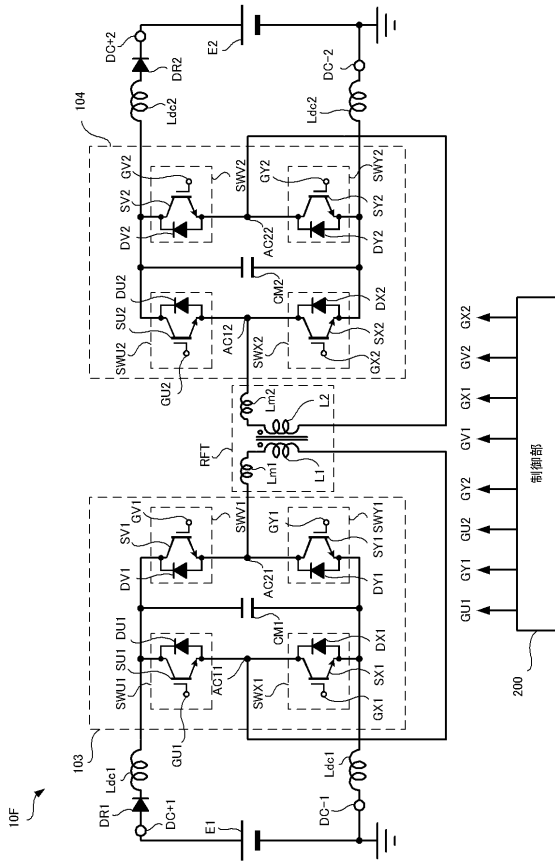
【図 15】



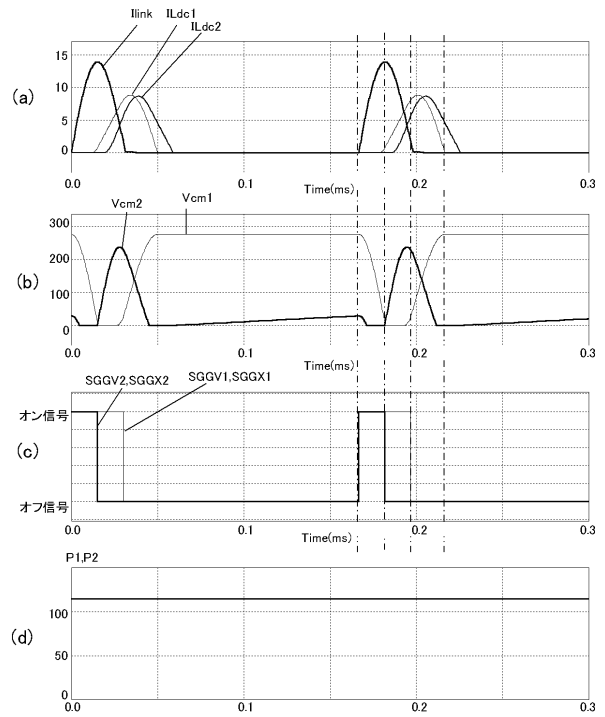
【図 16】



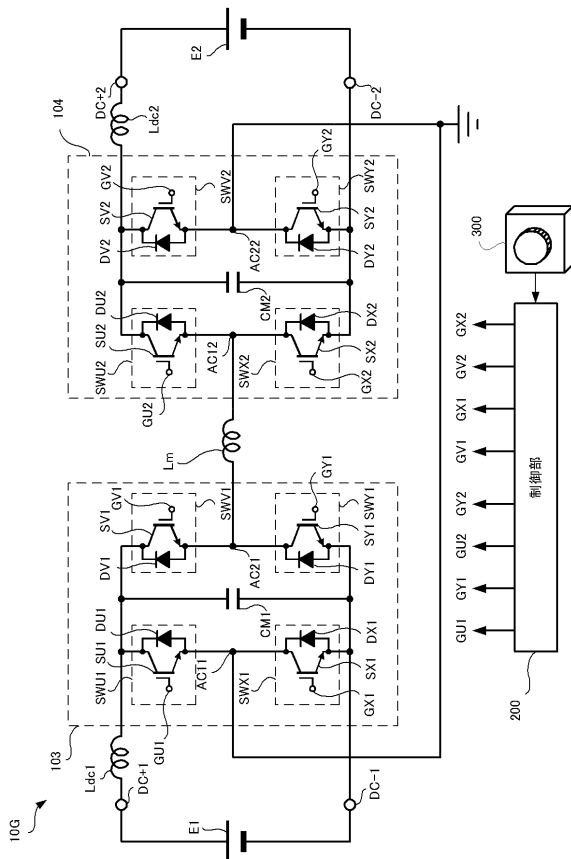
【図 17】



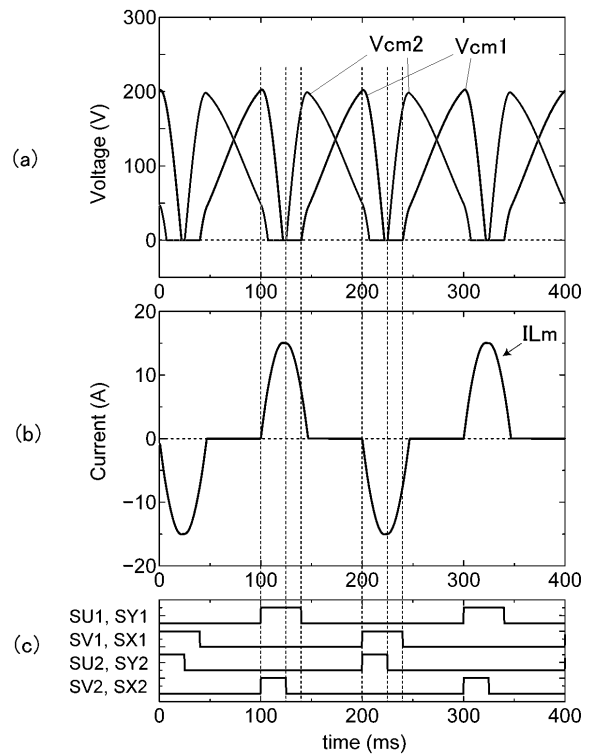
【図 18】



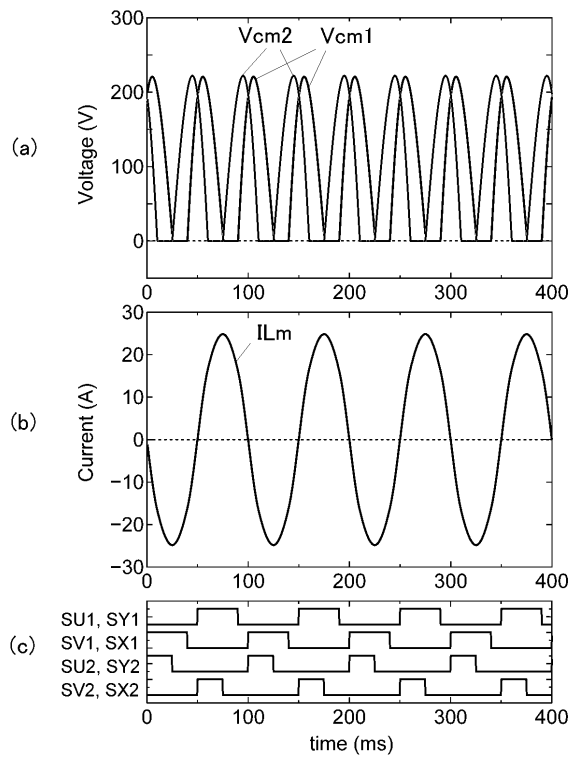
【図 19】



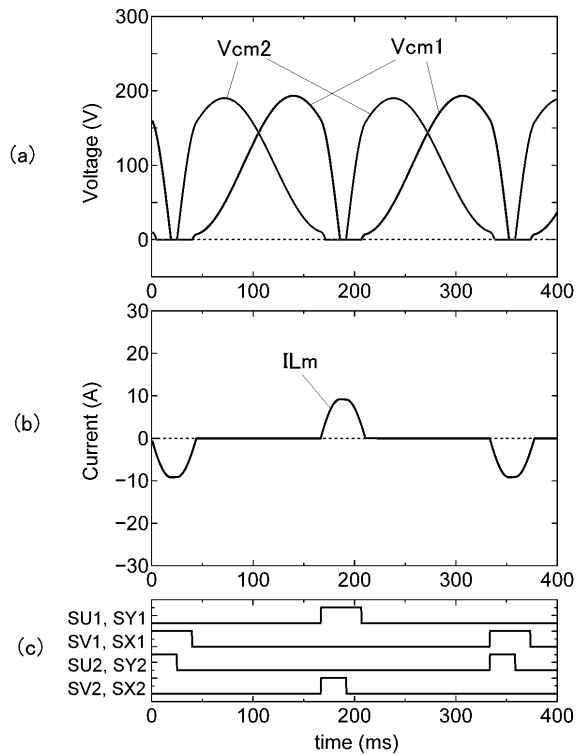
【図 20 A】



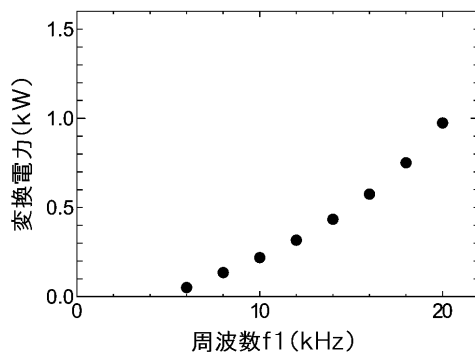
【図 20 B】



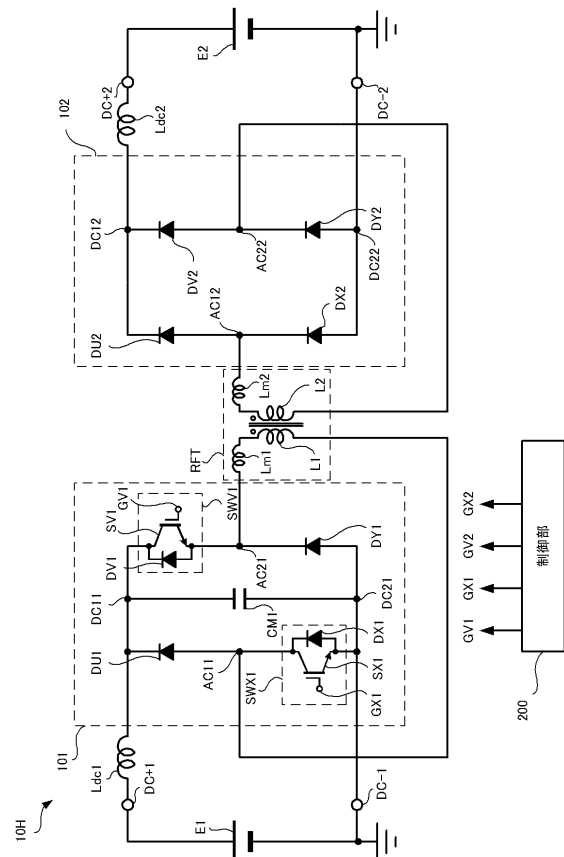
【図 20 C】



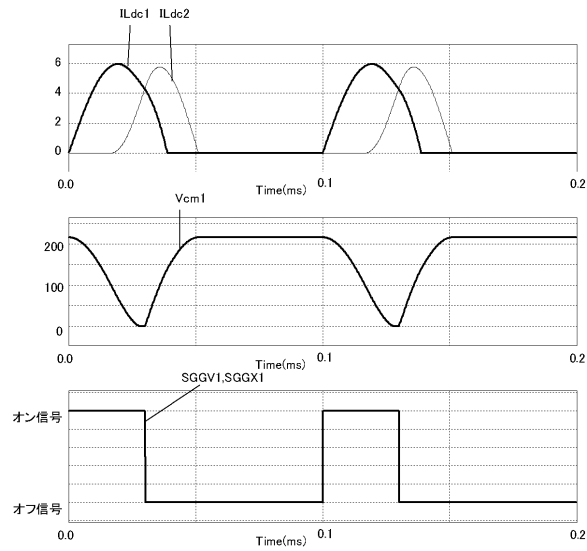
【図 20 D】



【図 21】



【図 22】



【図 23】

