

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2017年9月8日(08.09.2017)



(10) 国際公開番号
WO 2017/149776 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 3/155 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2016/056857
- (22) 国際出願日: 2016年3月4日(04.03.2016)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (71) 出願人: 三菱電機株式会社(MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者: 川村 真央(KAWAMURA, Mao); 〒1008310 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 Tokyo (JP).
- (74) 代理人: 曾我 道治, 外(SOGA, Michiharu et al.); 〒1000005 東京都千代田区丸の内三丁目1番1号 国際ビルディング 8階 曾我特許事務所 Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA,

BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

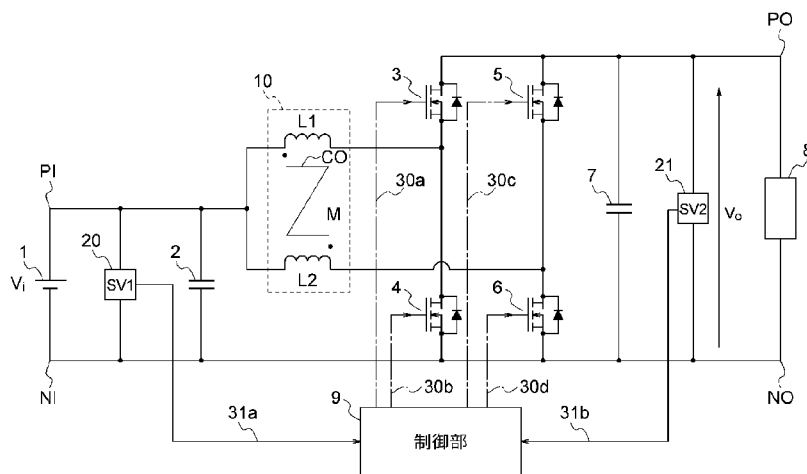
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

- 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

(54) Title: POWER CONVERSION DEVICE

(54) 発明の名称: 電力変換装置



9 Control unit

(57) Abstract: Provided is a power conversion device in which magnetically coupled reactors are used, wherein the number of components can be reduced, and not only the magnetically coupled reactors but also an input capacitor can be made small. According to the present invention, the coupling rate of two reactors in magnetically coupled reactors connected between a semiconductor switching element group and an input capacitor for performing power conversion is a set value of, for example, 0.8 or less by taking into account a region in which a ripple current in the input capacitor increases sharply as the coupling rate increases, thereby suppressing current ripple flowing in the input capacitor.

(57) 要約: 磁気結合リアクトルを用いた電力変換装置において、部品点数を少なくできるとともに、磁気結合リアクトルだけでなく入力用コンデンサも小型化が可能な電力変換装置を提供する。電力変換を行う半導体スイッチ素子群と入力用コンデンサの間に接続された磁気結合リアクトルにおける2つのリアクトルの結合率を、結合率の増加に伴う入力用コンデンサのリップル電流の急増領域を考慮した、例えば0.8の設定値以下にすることで、入力用コンデンサに流れる電流リップルを抑制する。



WO 2017/149776 A1

明 細 書

発明の名称：電力変換装置

技術分野

[0001] この発明は、結合リアクトルとコンデンサを有した電力変換装置、特に小型化、低コスト化のための結合リアクトルの結合係数に関するものである。

背景技術

[0002] 地球温暖化に代表される地球環境の急変やエネルギー資源利用に関わる問題が議論されている昨今、環境に優しい自動車として、電気自動車(EV:Electric Vehicle)、また、HEV(Hybrid Electric Vehicle)およびPHEV(Plug-in Hybrid Electric Vehicle)を含むハイブリッド自動車が開発されている。

[0003] 従来から、エンジンと走行用モータとを搭載し、エンジン及び走行用モータの一方または両方を主駆動源として使用するハイブリッド自動車において電池電圧と、走行用モータに接続されたインバータの駆動電圧との最適化を図るために、昇圧コンバータ等の電力変換装置が使用されている。

[0004] また、このような自動車は、パワーエレクトロニクス技術の進歩を背景に、昇圧コンバータなどの電力変換装置は小型、低損失化が望まれており、従来技術として、例えば下記特許文献1には、コアと、コアに巻装され互いに磁気結合された複数相のコイルと、を含む複数相コンバータ用リアクトルを用いたコンバータ回路が開示されている。

先行技術文献

特許文献

[0005] 特許文献1：特開2012-65453号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0006] しかしながら、従来の磁気結合リアクトルを用いた昇圧コンバータ回路では、次の課題があった。従来の磁気結合リアクトルを用いた昇圧コンバータ

では、各相のリアクトルのリップル電流成分がインターリーブ構成とは異なり、同位相で切り替わるため、リアクトルの合計リップル電流の振幅は、各相のリップル電流の合計値となり、磁気結合リアクトル前段に設けているフィルタ用コンデンサのリップル電流が増加する。このため、コンデンサのサイズが大型化し、製造コストが高くなる問題があった。

[0007] この発明は、上記のような課題を解決するために成されたものであって、磁気結合リアクトルの結合率を調整することで、磁気結合リアクトルを用いたマルチフェーズコンバータにおいて、コンデンサが大型化することがない電力変換装置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

[0008] この発明は、電源からの入力される電圧を所望の直流電圧に変換する電力変換装置であって、正極と負極の出力端子間で直列接続される第1の半導体スイッチング素子と第2の半導体スイッチング素子と、前記第1および第2の半導体スイッチング素子より前記出力端子側で、前記正極と負極の出力端子間で直列接続される第3の半導体スイッチング素子と第4の半導体スイッチング素子と、前記各半導体スイッチング素子のオンオフ制御を行う制御部と、前記第1の半導体スイッチング素子と前記第2の半導体スイッチング素子との接続点と正極側の入力端子の間に接続された第1の巻線と、前記第3の半導体スイッチング素子と前記第4の半導体スイッチング素子との接続点と前記正極側の入力端子の間に接続された第2の巻線が、共通の鉄心に巻数比が1：1で互いに逆方向に磁気結合するように巻かれた磁気結合リアクトルと、正極側が前記正極側の入力端子と前記磁気結合リアクトルの入力側に接続され、負極側が負極側の入力端子と前記負極の出力端子に接続されたりプル電流抑制のための入力用コンデンサと、を備え、前記磁気結合リアクトルの結合率が、結合率の増加に伴う前記入力用コンデンサのリップル電流の急増領域を考慮した設定値以下である、電力変換装置にある。

発明の効果

[0009] この発明によれば、磁気結合型リアクトル素子を含む他相コンバータを備

えた電力変換装置において、磁気結合リアクトルの結合率を設定値以下とすることによって、磁気結合リアクトル前段に備えたコンデンサに流れる電流リップルを抑制することができ、コンデンサのサイズを小型化することができる。これにより、部品点数が少なく小型で高効率な電力変換装置を提供できる。

図面の簡単な説明

- [0010] [図1]この発明の実施の形態1に係る電力変換装置を示す概略構成図である。
- [図2]この発明の実施の形態1に係る電力変換装置における半導体スイッチング素子の切替モードを説明するための図である。
- [図3]この発明の実施の形態1に係る電力変換装置における半導体スイッチング素子の切替モードを説明するための図である。
- [図4]この発明の実施の形態1に係る電力変換装置における半導体スイッチング素子の切替モードを説明するための図である。
- [図5]この発明の実施の形態1に係る電力変換装置における半導体スイッチング素子の切替モードを説明するための図である。
- [図6]この発明の実施の形態1に係る電力変換装置の回路図である。
- [図7]この発明の実施の形態1に係る電力変換装置の各部の信号、電流のタイムチャートである。
- [図8]この発明の実施の形態1に係る電力変換装置の結合率が高い場合の各部の信号、電流のタイムチャートである。
- [図9]この発明の実施の形態1に係る電力変換装置の結合率が中程度の場合の各部の信号、電流のタイムチャートである。
- [図10]この発明の実施の形態1に係る電力変換装置の結合率が低い場合の各部の信号、電流のタイムチャートである。
- [図11]この発明の実施の形態1に係る電力変換装置における入力用コンデンサのリプル電流と磁気結合リアクトルの結合率の関係を示す図である。
- [図12]この発明の実施の形態2に係る電力変換装置を示す概略構成図である。
- 。

[図13]この発明に係る電力変換装置の磁気結合リアクトルを説明するための図である。

[図14]この発明の実施の形態3に係る電力変換装置の変形例を示す概略構成図である。

[図15]この発明に係る電力変換装置の制御部の構成の一例を示す構成図である。

発明を実施するための形態

[0011] 以下、この発明による電力変換装置を各実施の形態に従って図面を用いて説明する。なお、各実施の形態において、同一もしくは相当部分は同一符号で示し、重複する説明は省略する。

[0012] 実施の形態1.

図1は、この発明の実施の形態1に係る電力変換装置を示す概略構成図である。図1において、電源である蓄電部1は、直流電圧を出力する。ここで、この電力変換装置が電気自動車やハイブリッド自動車に適用された場合には、蓄電部1は代表的には、ニッケル水素またはリチウムイオン等の2次電池からなる。また、電力変換装置の後段に接続される負荷8は例えば、インバータからなる。

[0013] この電力変換装置は、蓄電部1の電圧を検出する入力電力検出回路20から平滑用コンデンサ7の電圧を検出する出力電力検出回路21までの要素で構成されている。この電力変換装置は、蓄電部1と並列にリップル電流を除去するために入力用コンデンサ2が接続される。入力用コンデンサ2の後段側には、リアクトルL1、リアクトルL2が互いに磁氣的に結合するように配置された磁気結合リアクトル10が接続される。磁気結合リアクトル10の後段には、1段目のスイッチング素子対である半導体スイッチング素子3と半導体スイッチング素子4、2段目のスイッチング素子対である半導体スイッチング素子5と半導体スイッチング素子6からなるスイッチング素子群が接続され、2段目のスイッチング素子対の後段には、平滑用コンデンサ7が接続されている。

[0014] それぞれ一例としてパワーMOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)からなるスイッチング素子群は、正極の出力端子P Oと負極の出力端子N Oとの間で直列接続される第1の半導体スイッチング素子3と第2の半導体スイッチング素子4と、第1および第2の半導体スイッチング素子3, 4より出力端子側で、正極の出力端子P Oと負極の出力端子N Oとの間で直列接続される第3の半導体スイッチング素子5と第4の半導体スイッチング素子6と、からなる。

[0015] 半導体スイッチング素子3と半導体スイッチング素子5のドレイン端子は平滑用コンデンサ7の正極側および正極の出力端子P Oに接続されている。半導体スイッチング素子4と半導体スイッチング素子6のソース端子は平滑用コンデンサ7の負極側および負極の出力端子N Oに接続されている。半導体スイッチング素子3のソース端子と半導体スイッチング素子4のドレイン端子が互いに接続され、接続点が磁気結合リアクトル10のリアクトルL1の出力側に接続されている。半導体スイッチング素子5のソース端子と半導体スイッチング素子6のドレイン端子が互いに接続され、接続点が磁気結合リアクトル10のリアクトルL2の出力側に接続されている。

[0016] 磁気結合リアクトル10は、第1の半導体スイッチング素子3と第2の半導体スイッチング素子4との接続点と正極の入力端子P Iの間に接続されたリアクトルL1で示される第1の巻線と、第3の半導体スイッチング素子5と第4の半導体スイッチング素子6との接続点と正極の入力端子P Iの間に接続されたリアクトルL2で示される第2の巻線が、C Oで象徴的に示された共通の鉄心に巻数比が1 : 1で互いに逆方向に磁気結合するように巻かれてなる。

入力用コンデンサ2は、正極側が正極の入力端子P Iと磁気結合リアクトル10の入力側に接続され、負極側が負極の入力端子N Iと負極の出力端子N Oに接続されている。

[0017] 次に、制御部9は、制御線30a、30b、30c、30dにより、1段目の半導体スイッチング素子3、4同士、2段目の半導体スイッチング素子

5、6同士をそれぞれ設定されたデッドタイムを挟んでオン、オフ制御するとともに、信号線31a、31bにより、それぞれ入力電圧検出回路(SV1)20、出力電圧検出回路(SV2)21からの電圧検出値を取得する。Viは入力電圧、Voは出力電圧をそれぞれあらわす。

[0018] 実際には、電力変換装置と蓄電部1の間は、ハーネス等で接続されるため寄生のインダクタンス成分を持つ。このため、高周波のインピーダンスが大きく、電力変換装置のリプル電流は入力用コンデンサ2に流れる。

[0019] なお、制御部9は例えば図15に示すように概略、プロセッサ92とメモリ93とインターフェース91を含む。そして、入力電圧検出回路20、出力電圧検出回路21、および後述するリアクトル電流検出回路22a、22b等からの検出信号を信号線31a-31dによりインターフェース91を介して入力する。そして、予めメモリ93に記憶されたプログラム、制御用のデータに従って検出信号に基づき演算処理を行う。そして、演算処理結果に基づきインターフェース91を介して制御線30a-30dにより半導体スイッチング素子3-6へ制御信号を出力する。

[0020] 以下、この発明の実施の形態1に係る電力変換装置の動作原理について説明する。実施の形態1における電力変換装置には、各半導体スイッチング素子の状態に応じて、図2から図5に示す4つの動作モードが存在する。

[0021] 図2のモード1は、半導体スイッチング素子4がオン、半導体スイッチング素子6がオフの状態である。各スイッチング素子に対応する半導体スイッチング素子3はオフ、半導体スイッチング素子5はオンである。

図3のモード2は、モード1とは反対に、半導体スイッチング素子4がオフ、半導体スイッチング素子6がオン、また半導体スイッチング素子3がオン、半導体スイッチング素子5がオフの状態である。

図4のモード3は、半導体スイッチング素子4、半導体スイッチング素子6がともにオフ、半導体スイッチング素子3、半導体スイッチング素子5がともにオンの状態である。

図5のモード4は、モード3とは反対に、半導体スイッチング素子4、半

導体スイッチング素子6がともにオン、半導体スイッチング素子3、半導体スイッチング素子5がともにオフの状態である。

[0022] 制御部9は、半導体スイッチング素子4と半導体スイッチング素子6の位相を半周期ずらして、すなわち180°位相をシフトさせて制御させるため、回路動作の出現パターンはスイッチングのデューティ比(D)0.5を境に変化する。

デューティ比が0.5より小さい場合($D < 0.5$)は、各周期に対して「モード1→モード3→モード2→モード3」のパターンを繰り返し、デューティ比が0.5より大きい場合($D > 0.5$)は、

「モード1→モード4→モード2→モード4」のパターンを繰り返す。デューティ比が0.5のとき($D = 0.5$)は、モード1とモード2を交互に繰り返す。

[0023] 図6に、実施の形態1の電力変換装置の回路図を示す。図6に示すように、磁気結合リアクトル10の自己インダクタンス L_1 、 L_2 、相互インダクタンス M 、巻線すなわちリアクトル L_1 、 L_2 に印加される電圧 v_{L1} 、 v_{L2} 、巻線すなわちリアクトル L_1 、 L_2 に流れる電流 i_{L1} 、 i_{L2} 、合成電流 i_{in}

とすると、以下の関係式が成り立つ。

[0024] [数1]

$$\begin{cases} V_{L1} = L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} - M \cdot \frac{di_{L2}}{dt} \\ V_{L2} = L_2 \cdot \frac{di_{L2}}{dt} - M \cdot \frac{di_{L1}}{dt} \\ i_m = i_{L1} + i_{L2} \end{cases}$$

(1)

[0025] モード1からモード4においてそれぞれ印加される電圧 v_{L1} 、 v_{L2} は変化するため、電流の挙動は各モードごとに変化する。

[0026] 図2より、モード1において、半導体スイッチング素子4はオン、半導体スイッチング素子6はオフであるため、 $v_{L1} = V_i$ 、 $v_{L2} = V_i - V_o$ となる。

これを式(1)に代入して整理すると、

[0027] [数2]

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1 \cdot L_2 - M^2} \cdot \{(L_2 + M) \cdot V_i - M \cdot V_o\} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L_1 \cdot L_2 - M^2} \cdot \{(L_1 + M) \cdot V_i - L_1 \cdot V_o\} \\ \frac{di_m}{dt} = \frac{di_{L1}}{dt} + \frac{di_{L2}}{dt} \end{cases} \quad (2)$$

[0028] となる。ここで通常、各相のパラメータは対象になるように設計を行うため、各相のパラメータが完全に対象で $L_1 = L_2 = L$ という仮定を行うと、式(2)はより簡素な次式として表現される。

[0029] [数3]

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L^2 - M^2} \cdot \{(L + M) \cdot V_i - M \cdot V_o\} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L^2 - M^2} \cdot \{(L + M) \cdot V_i - L \cdot V_o\} \\ \frac{di_m}{dt} = \frac{2}{L - M} \cdot \left(V_i - \frac{V_o}{2} \right) \end{cases} \quad (3)$$

[0030] 同様に図3のモード2について解く。モード2はスイッチング状態がモード1の逆転に対応する状態となっているので、各相の電流の挙動も逆転するため、次式であらわされる。

[0031]

[数4]

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L^2 - M^2} \cdot \{(L + M) \cdot V_i - L \cdot V_o\} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L^2 - M^2} \cdot \{(L + M) \cdot V_i - M \cdot V_o\} \\ \frac{di_m}{dt} = \frac{2}{L - M} \cdot \left(V_i - \frac{V_o}{2} \right) \end{cases} \quad (4)$$

[0032] 図4のモード3において、モード3は負極側の両方のスイッチがオフとなるモードなので、 $v_{L1} = v_{L2} = V_i - V_o$ となる。これを式(1)に代入して整理すると、次式であらわされる。

[0033] [数5]

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L - M} \cdot (V_o - V_i) \\ \frac{di_m}{dt} = \frac{2}{L - M} \cdot (V_o - V_i) \end{cases} \quad (5)$$

[0034] 図5のモード4において、モード4は負極側の両方のスイッチがオンとなるモードなので、 $v_{L1} = v_{L2} = V_i$ となる。これを式(1)に代入して整理すると、次式であらわされる。

[0035] [数6]

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L - M} \cdot V_i \\ \frac{di_m}{dt} = \frac{2}{L - M} \cdot V_i \end{cases} \quad (6)$$

[0036] 以上より、図7に動作例として、デューティ比が0.5より大きい場合($D > 0.5$)において、電力変換装置の各電圧、電流波形を示す。ここで、入力用コンデンサ2に流れる電流 i_c は、合成電流 i_{in} の交流成分である。

[0037] 図7は上から、

半導体スイッチング素子のスイッチング周期 T_{sw} (ここでは半周期($1 /$

2) T s w を示す)

上から順番に半導体スイッチング素子 4, 6, 3, 5 へのそれぞれのゲート信号(D T s w はオンデューティ部分を示す)

磁気結合リアクトル 10 のリアクトル L 1 の電流 i_{L1}

磁気結合リアクトル 10 のリアクトル L 2 の電流 i_{L2}

入力用コンデンサ 2 の電流 $i_c (= i_{in})$ を示す。

図 7 の下部に示した M o d e 1 - 4 は図 2 - 5 のモード 1 - 4 にそれぞれ相当する。

[0038] また、リアクトル L 1、リアクトル L 2、入力用コンデンサ 2 のそれぞれの電流の図 7 の (a) - (d) の各部での電流の時間的変化は以下のように示される。

[0039] [数 7]

リアクトル L 1

$$(a)(c) \quad \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L^2 - M^2} \cdot \{(L + M) \cdot V_i - M \cdot V_o\}$$

$$(b) \quad \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L - M} \cdot V_i$$

リアクトル L 2

$$(a)(c) \quad \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L^2 - M^2} \cdot \{(L + M) \cdot V_i - L \cdot V_o\}$$

$$(b) \quad \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{1}{L - M} \cdot V_i$$

入力用コンデンサ

$$(a)(c) \quad \frac{di_m}{dt} = \frac{2}{L - M} \cdot V_i$$

$$(b)(d) \quad \frac{di_m}{dt} = \frac{2}{L - M} \cdot \left(V_i - \frac{V_o}{2} \right)$$

[0040] ここで、図 7 より、各リアクトル L 1, L 2 に流れる電流 i_{L1} 、 i_{L2} の最大値 i_{L1max} 、 i_{L2max} は、各相に流れる電流の平均値を i_{L1ave} 、 i_{L2ave} 、リアクトル

L₁、L₂に流れるリップル電流を Δi_{L1_pp} 、 Δi_{L2_pp} とすると、次式であらわされる。

[0041] [数8]

$$\begin{cases} i_{L1_max} = i_{L1_ave} + \frac{\Delta i_{L1_pp}}{2} = i_{L1_ave} + \frac{1}{2} \cdot (1-D) \cdot T_{sw} \cdot \left[\frac{1}{L^2 - M^2} \cdot \{(L+M) \cdot V_i - L \cdot V_o\} \right] \\ i_{L2_max} = i_{L2_ave} + \frac{\Delta i_{L2_pp}}{2} = i_{L2_ave} + \frac{1}{2} \cdot (1-D) \cdot T_{sw} \cdot \left[\frac{1}{L^2 - M^2} \cdot \{(L+M) \cdot V_i - L \cdot V_o\} \right] \end{cases} \quad (7)$$

[0042] 式(7)より、各電流の最大値(i_{L1_max} 、 i_{L2_max})は電流センサの許容電流値以内に収まるよう設計される。

電流センサとは、後述する電流検出部を構成するリアクトル電流検出回路22a、22bである。

[0043] また図7より、入力用コンデンサ2に流れる電流の実効値(i_{c_rms})は次式であらわされる。

[0044] [数9]

$$i_{c_rms} = \frac{i_{c_pp}}{2\sqrt{3}} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot \frac{2 \cdot V_i}{L-M} \cdot \left(D - \frac{1}{2}\right) \cdot T_{sw} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_i}{L-M} \cdot \left(D - \frac{1}{2}\right) \cdot T_{sw} \quad (8)$$

[0045] ここで、磁気結合リアクトル10のリアクトルL₁とリアクトルL₂の結合率をkとすると、相互インダクタンスMと自己インダクタンスL₁、L₂との関係は、つぎのようにあらわされる。

[0046] [数10]

$$M = k\sqrt{L_1 \cdot L_2} \approx k \cdot L$$

(9)

[0047] これより、式(9)を式(7)、式(8)に代入すると、

[0048]

[数11]

$$\begin{aligned}
 i_{L1\max} &= i_{L1\text{-ave}} + \frac{1}{2} \cdot (1-D) \cdot T_{sw} \cdot \left(\frac{V_i}{L \cdot (1-k)} - \frac{V_o}{L \cdot (1-k^2)} \right) \\
 i_{L2\max} &= i_{L2\text{-ave}} + \frac{1}{2} \cdot (1-D) \cdot T_{sw} \cdot \left(\frac{V_i}{L \cdot (1-k)} - \frac{V_o}{L \cdot (1-k^2)} \right) \\
 i_{c_rms} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_i}{L(1-k)} \cdot \left(D - \frac{1}{2} \right) \cdot T_{sw}
 \end{aligned}
 \tag{10}$$

[0049] となる。ここで、式(10)より、各相のリプル電流の最大値 $i_{L1\max}$ 、 $i_{L2\max}$ が電流センサの許容値以下となる条件で、入力用コンデンサ2のリプル電流実効値 i_{c_rms} を小さくする方法としては、一般的に、自己インダクタンスLを大きくすることが考えられる。しかし、自己インダクタンスLを大きくすることは、巻き数の増加、鉄心であるコアの増加などを伴い、磁気結合リアクトル10のコスト増加、巻線増加による導通損失の増加が発生する。

[0050] そこで、この発明の実施の形態1に係る電力変換装置では、結合率kを小さくすることで、自己インダクタンスL₁、L₂を増加させることなく、入力用コンデンサ2のリプル電流実効値 i_{c_rms} を小さくする。図8-10に結合率を変化させたときの各電流波形を示す。

図8は結合率kが高い場合、図9は結合率kが中程度の場合、図10は結合率kが低い場合を示し、図7と同様にそれぞれ上から、

半導体スイッチング素子のスイッチング周期T_{sw}

上から順番に半導体スイッチング素子4、6、3、5へのそれぞれのゲート信号

磁気結合リアクトル10のリアクトルL₁およびリアクトルL₂の電流
入力用コンデンサ2の電流を示す。

[0051] 図8-10より、結合率kが小さいほど、入力用コンデンサ2のリプル電流が小さくなることがわかる。また、式(10)より、自己インダクタンスLが大きくても、結合率が高い場合、例えばk≒1では、リプル電流幅が増大してしまう。

図11に、昇圧率が2以上($V_o/V_i \geq 2$)において、結合率 $k=0$ におけるリップル電流 ΔI_{pp} を1としたときの、結合率 k と各結合率におけるリップル電流幅との関係を示す。リップル電流幅とは、結合率 $k=0$ 成分を1としたときの規格値である。図11より、結合率が0.8を超えたあたりでリップル電流幅が飛躍的に増大することがわかる。このため、結合率は最大、0.8以下が望ましい。すなわち磁気結合リアクトル10の結合率は例えば0.8が好ましい。

このように磁気結合リアクトル10の結合率は、結合率の増加に伴う入力用コンデンサのリップル電流の急増領域を考慮した設定値以下とする。

[0052] 実施の形態2.

この発明の実施の形態2に係る電力変換装置について説明する。図12は、この発明の実施の形態2に係る電力変換装置を示す概略構成図である。実施の形態2の電力変換装置の回路構成は、実施の形態1と同じであり、磁気結合リアクトル10の各相のリアクトル L_1 、 L_2 のそれぞれリアクトル電流 i_{L1} 、 i_{L2} を測定する、電流検出部を構成するリアクトル電流検出回路22a、22bを備える。

[0053] 実施の形態2の電力変換装置の制御部9は、リアクトル電流検出回路22a、22bから電流値を取得し、各相の電流が等しくなるように制御する。これは、磁気結合リアクトル10のコアロスを低減、透磁率を維持するためである。磁気結合リアクトル10は、巻線が発生する磁気がそれぞれ逆相となるように結合されているため、同方向に電流を流したときに発生する磁束はコア内では打ち消しあう方向に発生する。

[0054] 図13は磁気結合リアクトル10を説明するための図である。図13の(a)は磁気結合リアクトル10の構成例、(b)は磁束分布のイメージ図を示す。磁気結合リアクトル10はコアCOを、2つのU型のコアを全体でO型になるように組み合わせた構造とし、リアクトル L_1 、 L_2 に相当するコイル巻線COIL1、COIL2がコアCOに巻かれている。コイル巻線COIL1、COIL2は、それぞれの磁束MF1、MF2が互いに打ち消し合う方

向に発生する方向に巻線が巻かれている。この構成において、各相の電流 i_{L1} 、 i_{L2} が同方向に流れたときの磁束分布のイメージ図を (b) に示す。LMFD が低磁束密度領域、HMFD が高磁束密度領域を示す。

[0055] 図13の(b)より、コアCOのコイル巻線部から離れた部分の磁束密度が低いことがわかる。電流 i_{L1} により発生する磁束を Φ_1 、電流 i_{L2} により発生する磁束を Φ_2 とすると、コアCOのコイル巻線部から離れた部分での磁束は、各コイル巻線部で発生した磁束のうちコアCO内を通る磁束の差分となる。磁気回路のオームの法則より、コアの磁気抵抗を R_m 、各巻線数を $N_1 = N_2 = N$ とすると、各磁束は以下の式であらわされる。

[0056] [数12]

$$\begin{aligned}\Phi_1 &= \frac{N \cdot i_{L1}}{R_m} \\ \Phi_2 &= \frac{N \cdot i_{L2}}{R_m}\end{aligned}\quad (11)$$

[0057] 磁束密度が低いと、透磁率が高いため、直流重畳特性が高く、損失も小さい。各コイル巻線で発生した磁束が均等であるほど、打ち消し合った結果の磁束密度が0に近づくため、制御部9は各相の電流が等しくなるように制御する。これにより、実施の形態2の電力変換装置は、実施の形態1で説明した結合率を低くすることでコンデンサの小型化を図るだけでなく、大電流においても制御部9が各相の電流が等しくなるように制御することで、高い直流重畳特性を維持する効果も奏する。

[0058] 実施の形態3.

この発明の実施の形態3に係る電力変換装置は、上記実施の形態1で説明した電力変換装置と同じ回路構成を有しているが、半導体スイッチング素子3-6は、SiC(炭化ケイ素)半導体素子を使用することを特徴とする。

[0059] 一般的に、HEV、EV等の電気自動車は蓄電部1に相当する駆動用バッテリーの電圧が高く、少なくとも100V以上である。電気自動車の電気回路には大電流が流れるため、搭載される昇圧コンバータ等の電力変換装置に使

用される素子は大電流、高耐圧の素子として I G B T (Insulated Gate Bipolar Transistor) が使用される。しかし、近年、さらなる小型化のためスイッチング周波数の高周波化が望まれており、I G B T に変わるデバイスとして S i C 半導体デバイスが用いられる。S i C 半導体素子を使用することでスイッチング周波数が上がり、磁性部品の小型化が図られる。

[0060] しかし、入力用コンデンサ 2 は、コンデンサに流れるリップル電流自体を低減させることで小型化が可能であるため、スイッチング周波数を増加させて、磁性部品の小型化させてもリップル電流が変わらなければ小型化が図れない。また、入力用コンデンサ 2 を小型化させるためにはリップル電流を低減させる必要があり、リップル電流を低減させるには、一般的には、磁気結合リアクトルの磁性部品のインダクタンスを増加させることが考えられるが、磁性部品が大型化してしまう。

[0061] このため、高周波化により磁性部品が小型化しても、相対的にコンデンサのサイズが大きくなり、アプリケーション自体すなわち電力変換装置の小型化に影響がでる。

[0062] この発明の電力変換装置は、電気自動車の昇圧コンバータなどの高電圧、大容量の回路に適用されるものでありかつ、高周波駆動させることで最も効果を発揮する。この発明の実施の形態 3 に係る電力変換装置は、半導体スイッチング素子 3 - 6 に S i C 半導体素子を使用し、高周波駆動を行うことで、磁気結合リアクトル 10 を小型化し、かつ磁気結合リアクトル 10 の結合率を下げることで、入力用コンデンサ 2 のリップル電流を低減させ、入力用コンデンサ 2 の小型化も図ることができる。

[0063] 上記各実施の形態では、半導体スイッチング素子 3、5 をスイッチ素子とすることで、力行動作だけでなく回生動作も可能としている。この発明のこれに限るものではなく、図 14 に示すように例えば、半導体スイッチング素子 3、5 を整流素子である整流ダイオード 3 a、5 a としてもよく、相当の効果を奏する。

[0064] また上記実施の形態 3 では、半導体スイッチング素子 3 - 6 として S i C

—MOSFET、すなわちSiCを材料とした半導体を使用したMOSFETを使用することとした。しかしながら同じくワイドバンドギャップ半導体素子として、GaN(窒化ガリウム)系材料、またはダイヤモンドを材料とした半導体を使用した半導体素子で構成してもよい。ワイドバンドギャップ半導体素子から成る電力用半導体スイッチング素子は、Si半導体ではユニポーラ動作が困難な高電圧領域で使用可能であり、スイッチング時に発生するスイッチング損失を大きく低減でき、電力損失の大きな低減が可能になる。また、電力損失が小さく、耐熱性も高いため、冷却部を備えてパワーモジュールを構成した場合、ヒートシンクの放熱フィンの小型化や、水冷部の空冷化が可能であり、半導体モジュールの一層の小型化が可能になる。また、ワイドバンドギャップ半導体から成る電力用半導体スイッチング素子は、高周波スイッチング動作に適している。

[0065] この発明は、上記その発明の範囲内において、各実施の形態を自由に組み合わせたり、各実施の形態を適宜、変形することができる。

産業上の利用の可能性

[0066] この発明は、種々の分野で使用される高電圧用の電力変換装置に適用可能である。

請求の範囲

- [請求項1] 電源からの入力される電圧を所望の直流電圧に変換する電力変換装置であって、
- 正極と負極の出力端子間で直列接続される第1の半導体スイッチング素子と第2の半導体スイッチング素子と、
- 前記第1および第2の半導体スイッチング素子より前記出力端子側で、前記正極と負極の出力端子間で直列接続される第3の半導体スイッチング素子と第4の半導体スイッチング素子と、
- 前記各半導体スイッチング素子のオンオフ制御を行う制御部と、
- 前記第1の半導体スイッチング素子と前記第2の半導体スイッチング素子との接続点と正極側の入力端子の間に接続された第1の巻線と、前記第3の半導体スイッチング素子と前記第4の半導体スイッチング素子との接続点と前記正極側の入力端子の間に接続された第2の巻線が、共通の鉄心に巻数比が1：1で互いに逆方向に磁気結合するように巻かれた磁気結合リアクトルと、
- 正極側が前記正極側の入力端子と前記磁気結合リアクトルの入力側に接続され、負極側が負極側の入力端子と前記負極の出力端子に接続されたリップル電流抑制のための入力用コンデンサと、
- を備え、
- 前記磁気結合リアクトルの結合率が、結合率の増加に伴う前記入力用コンデンサのリップル電流の急増領域を考慮した設定値以下である、電力変換装置。
- [請求項2] 前記第1の半導体スイッチング素子および前記第3の半導体スイッチング素子のかわりに整流素子をそれぞれ設けた、請求項1に記載の電力変換装置。
- [請求項3] 前記磁気結合リアクトルの前記設定値は0.8である、請求項1または2に記載の電力変換装置。
- [請求項4] 前記磁気結合リアクトルの前記各巻線の電流値を検出する電流検出

部を備え、

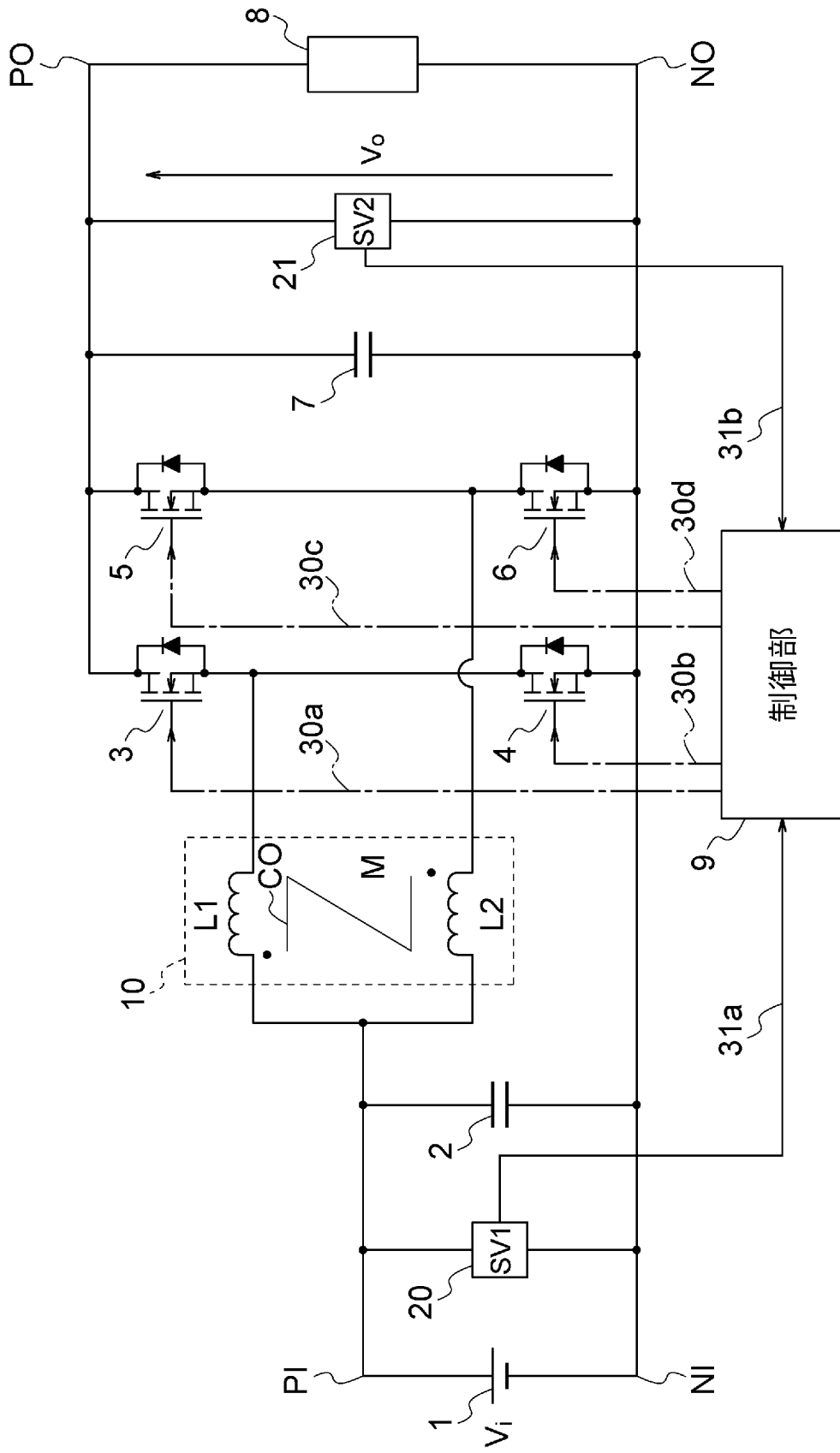
前記制御部は、前記電流検出部で検出された電流値が等しくなるように制御を行う、請求項1から3までのいずれか1項に記載の電力変換装置。

[請求項5] 前記各半導体スイッチング素子は、ワイドバンドギャップ半導体素子である、請求項1から4までのいずれか1項に記載の電力変換装置。

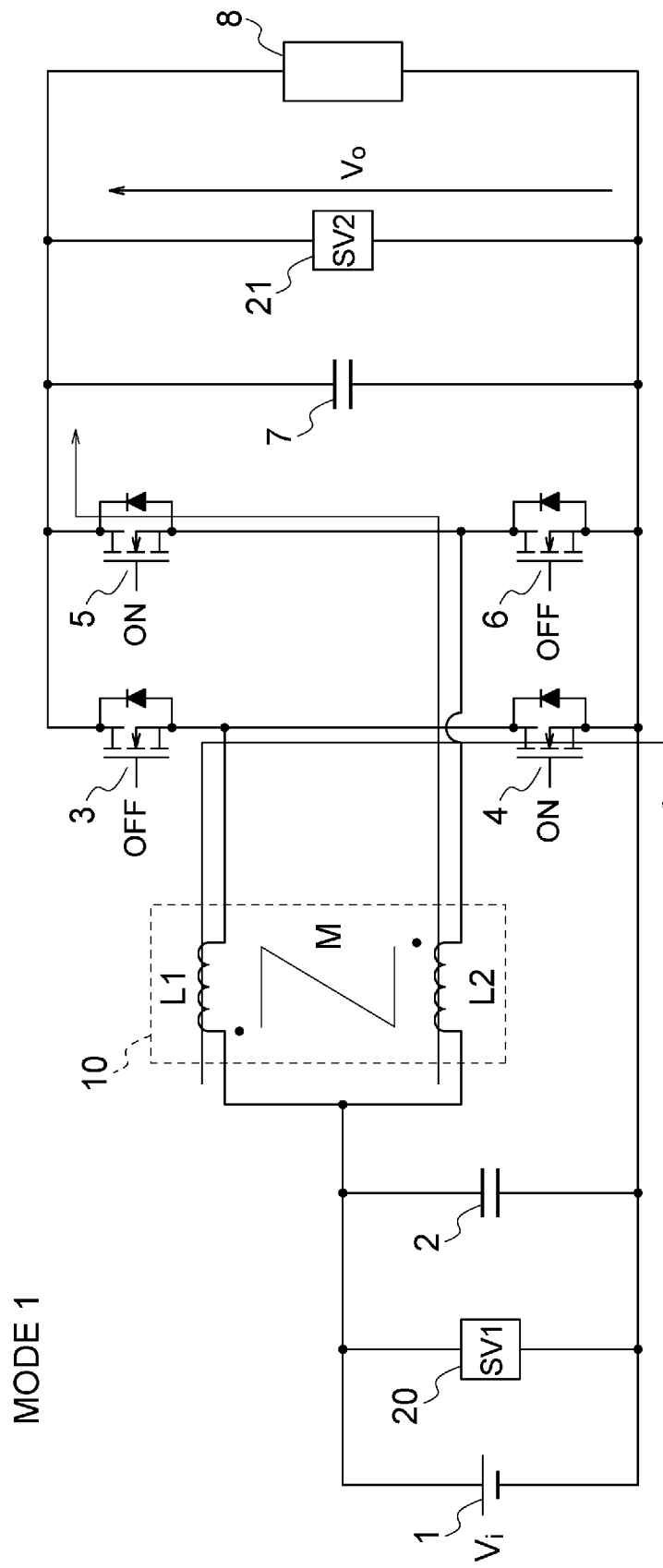
[請求項6] 前記ワイドバンドギャップ半導体素子は、炭化ケイ素、窒化ガリウム系材料、ダイヤモンドのうちのいずれか1つを材料とした半導体素子である、請求項5に記載の電力変換装置。

[請求項7] 前記電源が100V以上の高電圧バッテリーである、請求項1から6までのいずれか1項に記載の電力変換装置。

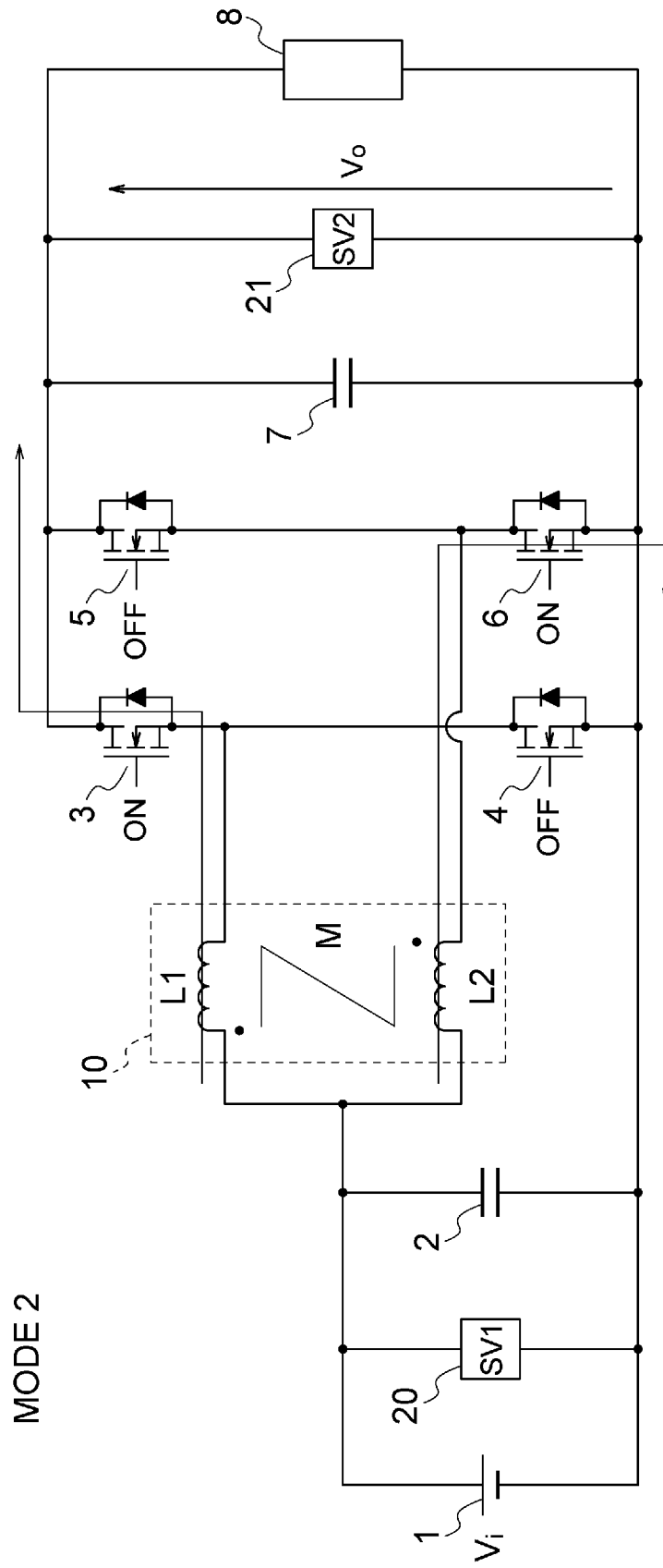
[図1]



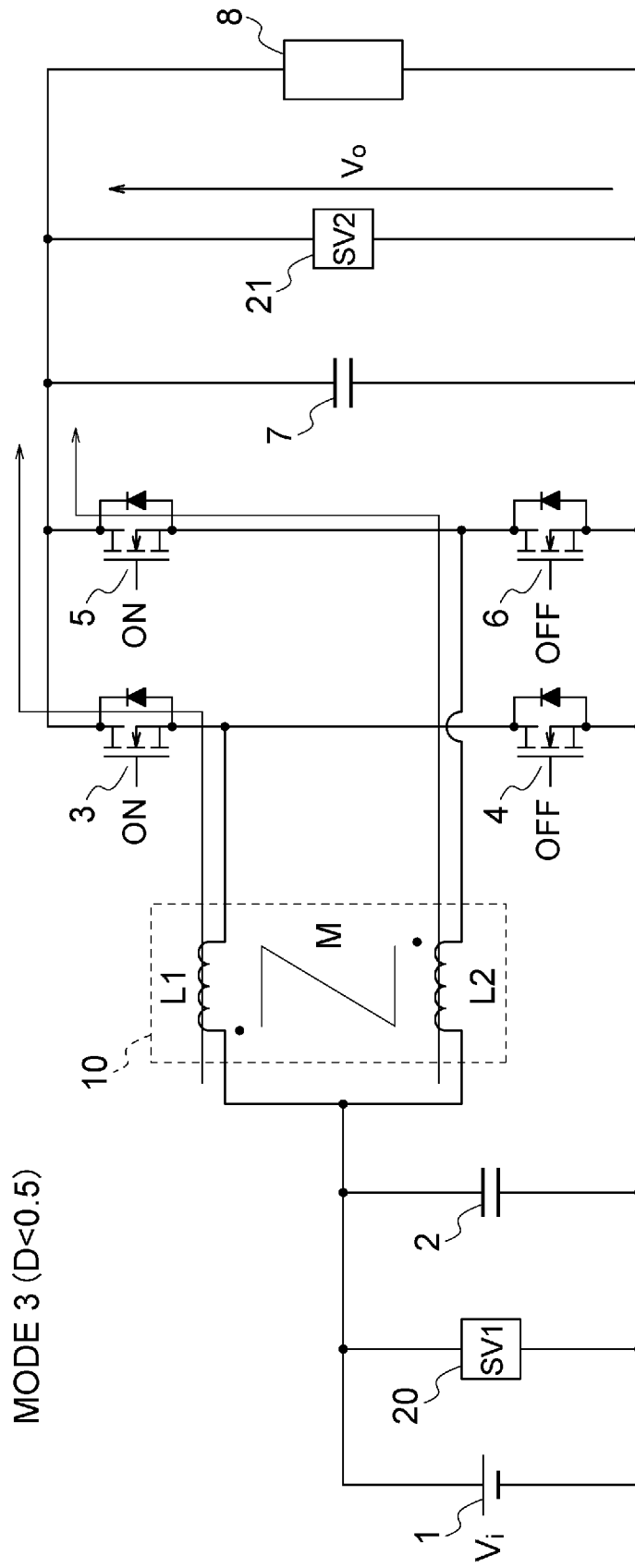
[図2]



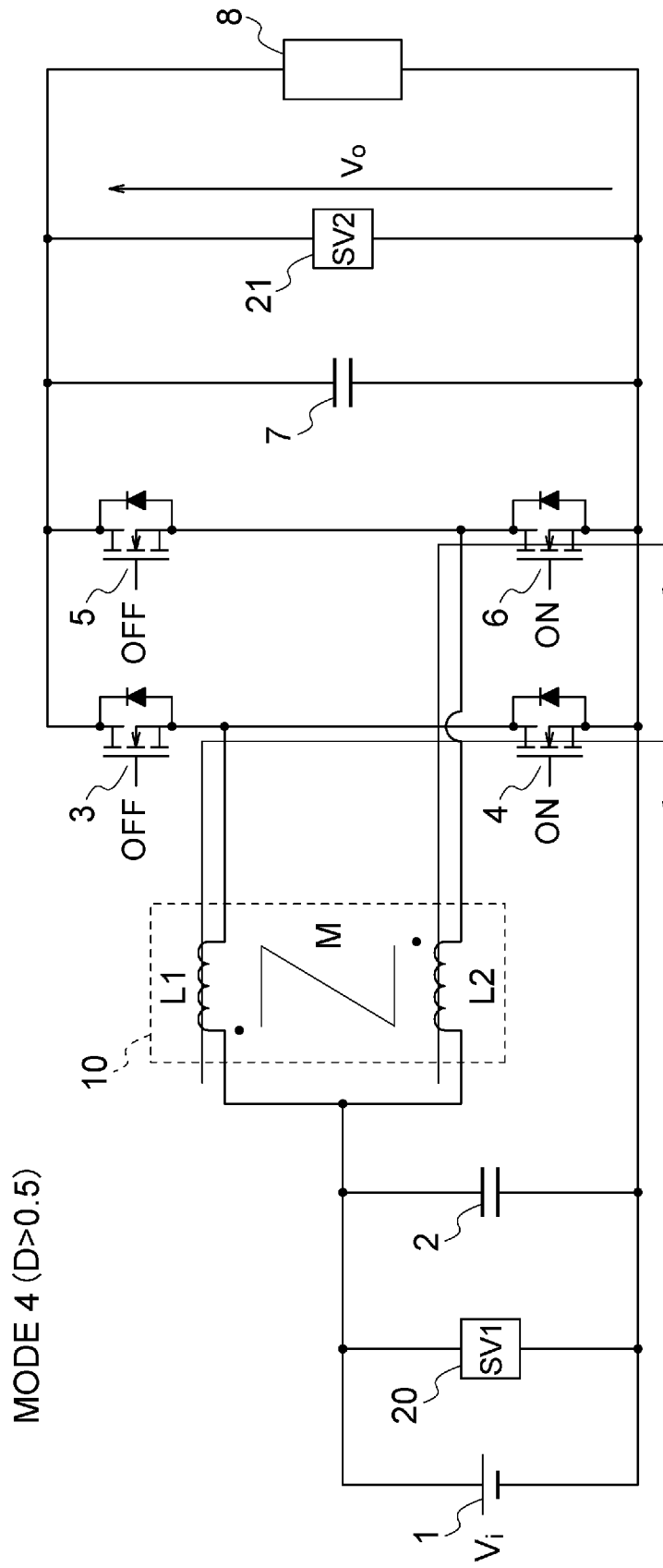
[図3]



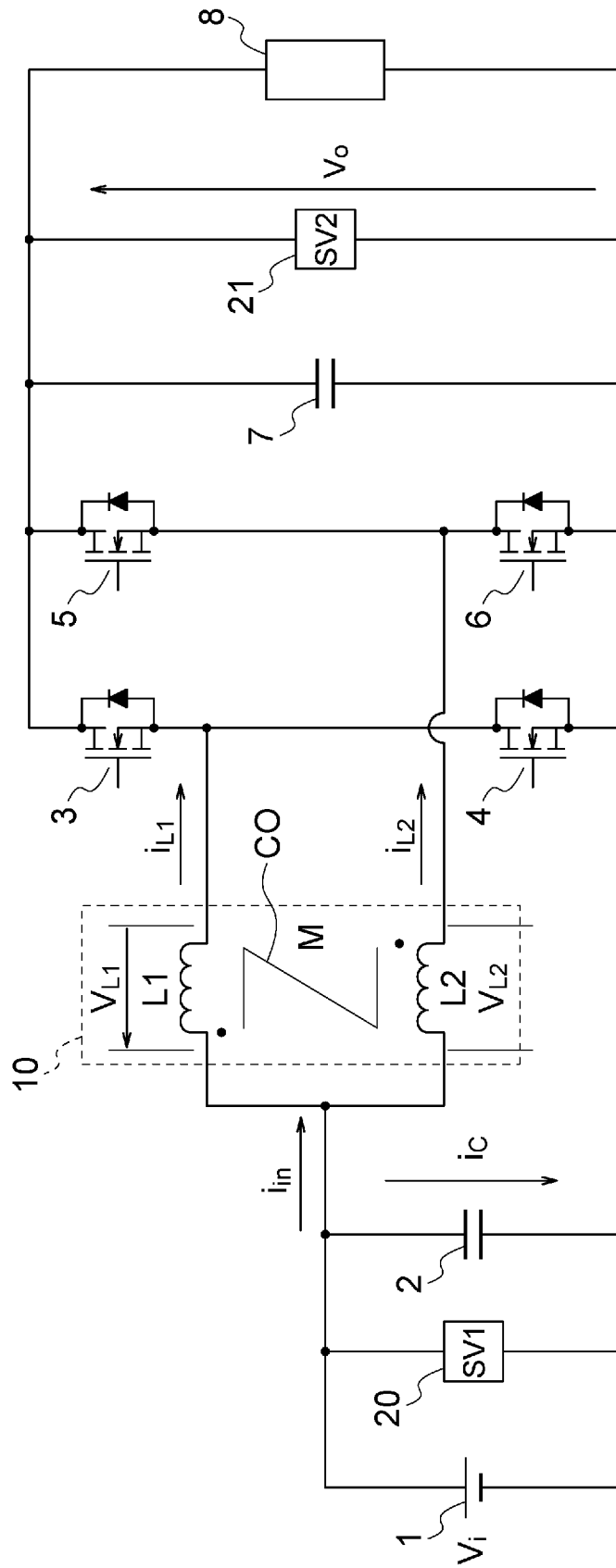
[図4]



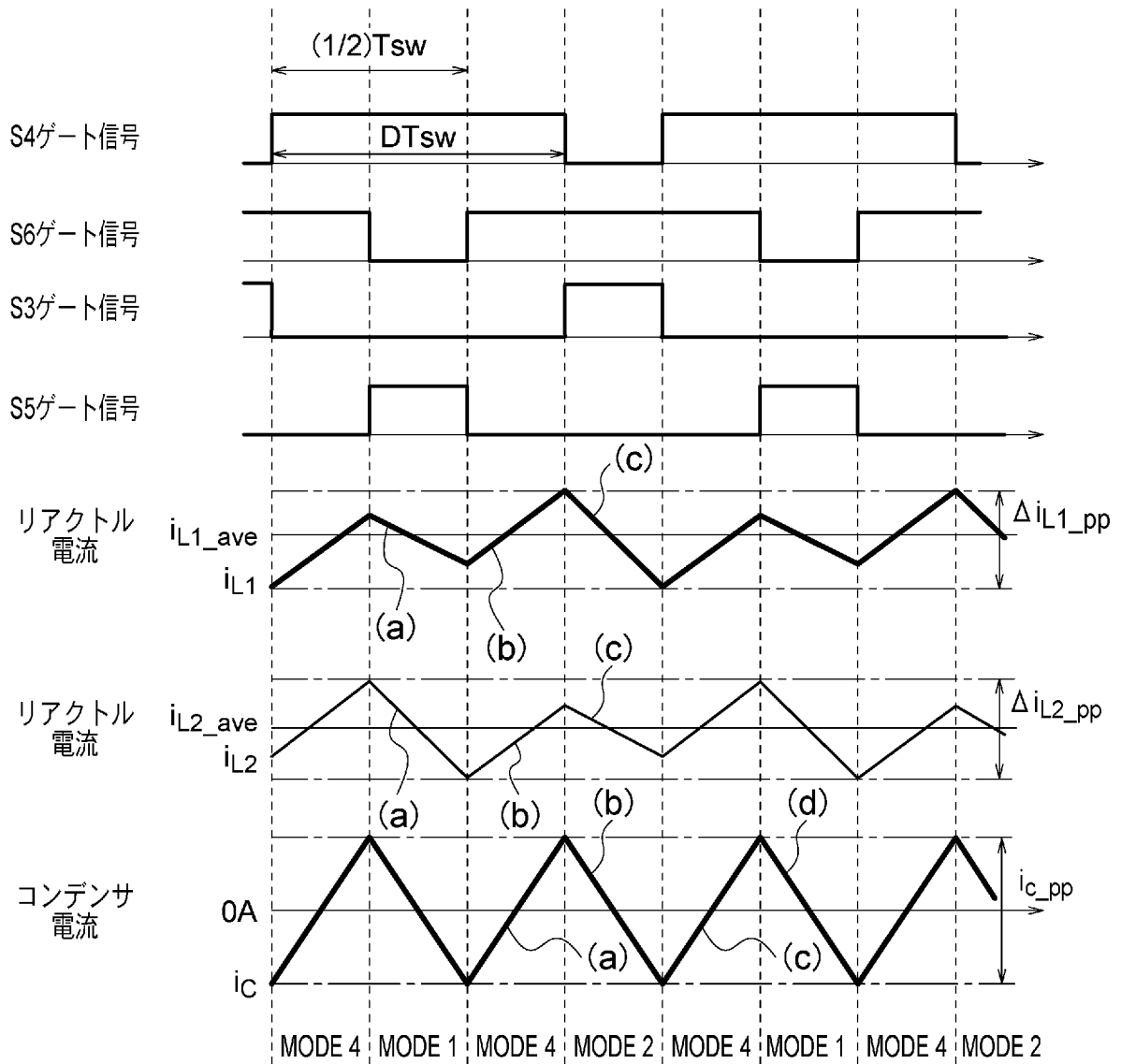
[図5]



[図6]

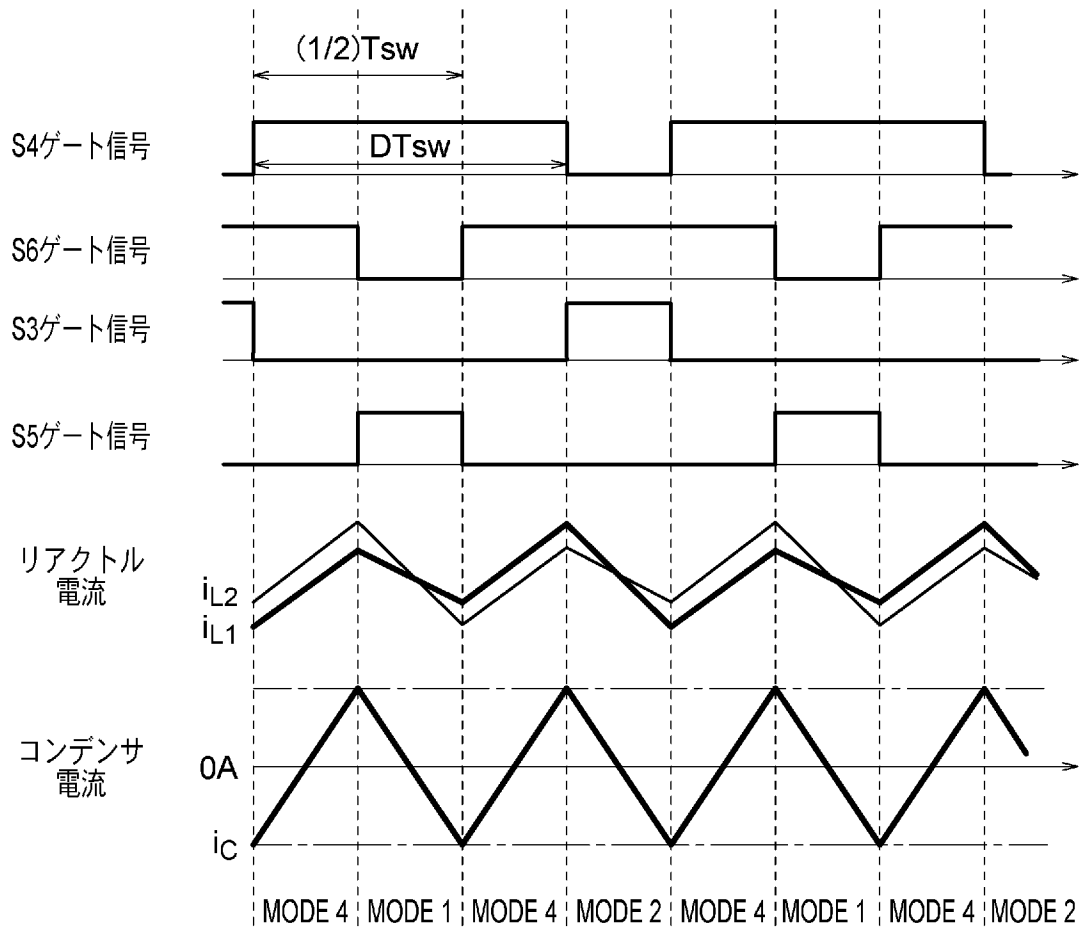


[図7]

力行($D > 0.5$)

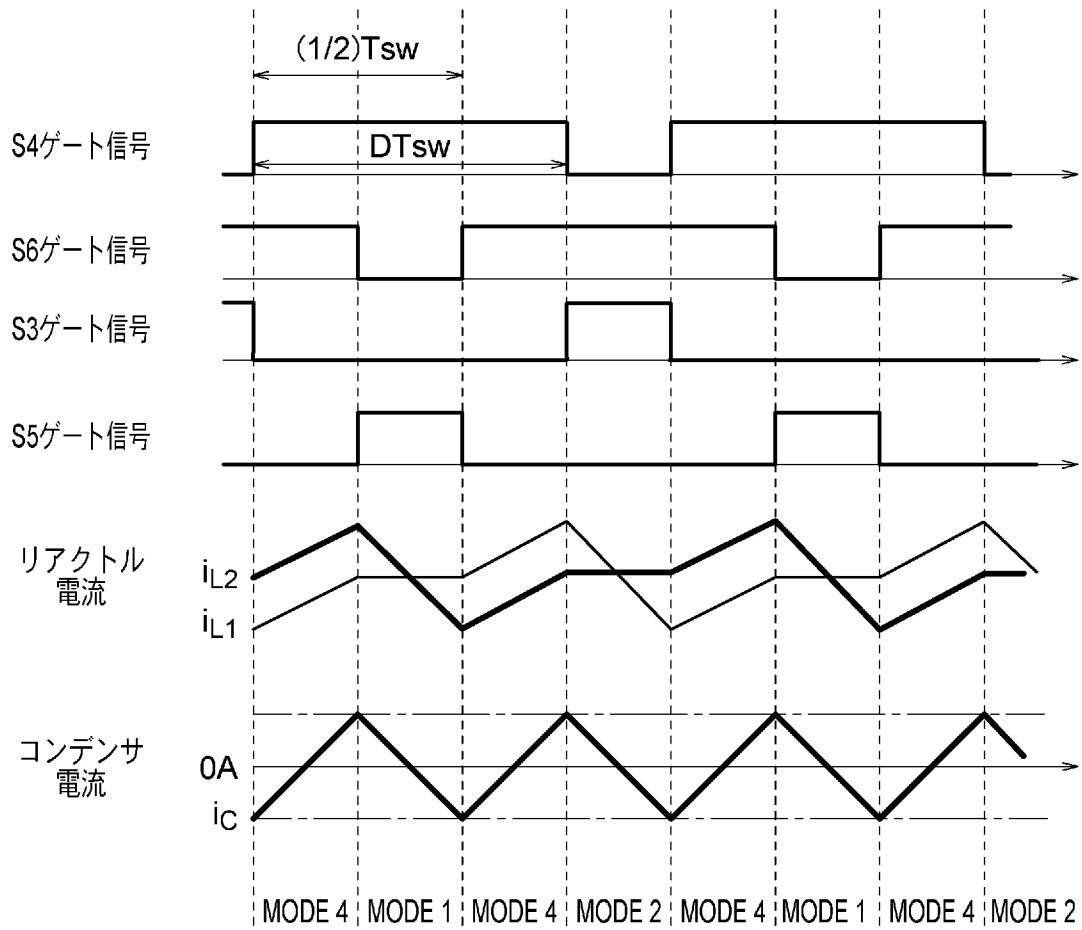
[図8]

結合率(k):高

力行($D > 0.5$)

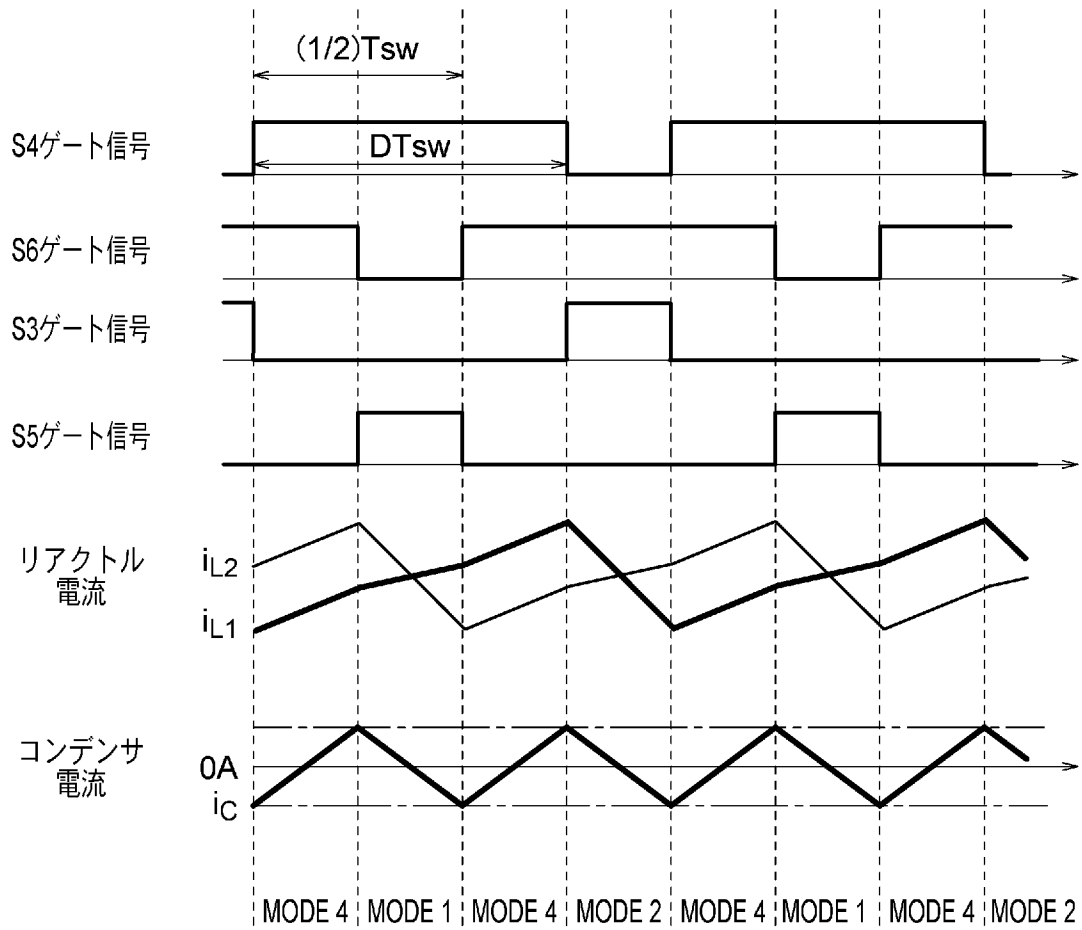
[図9]

結合率(k): 中

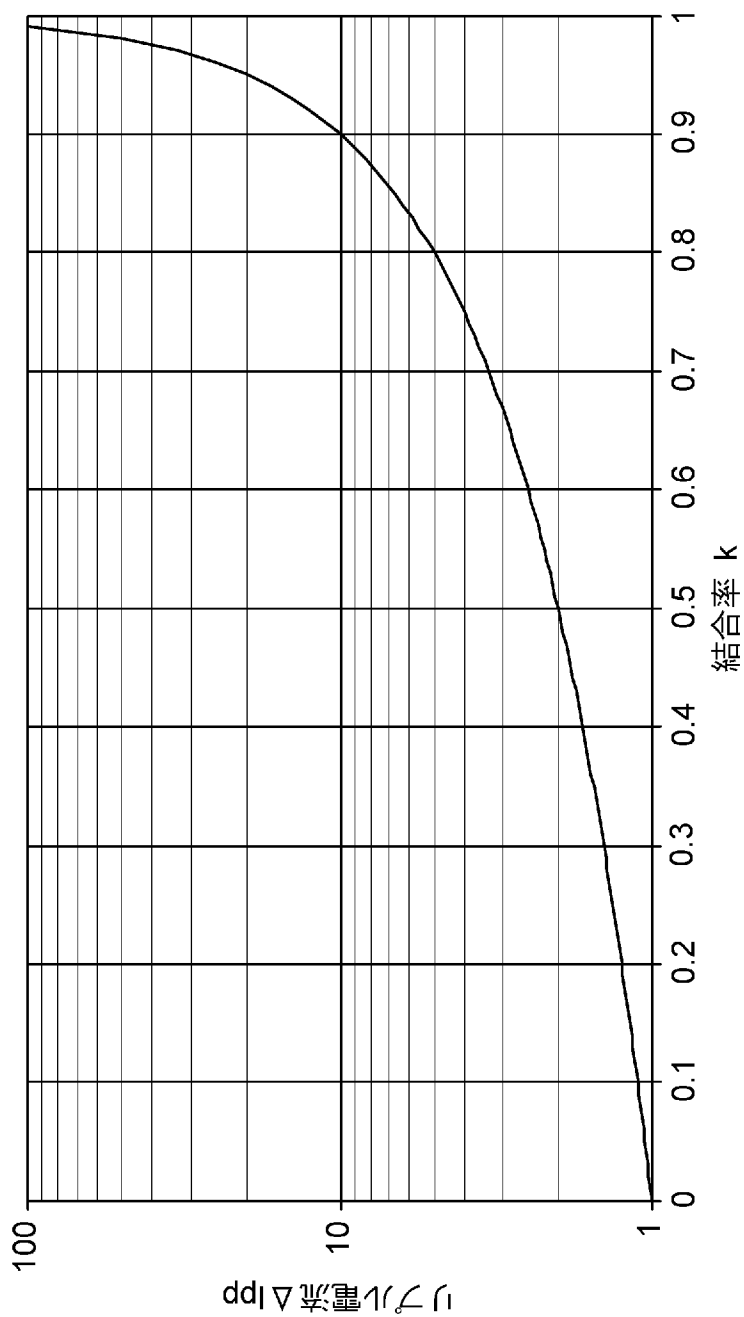


[図10]

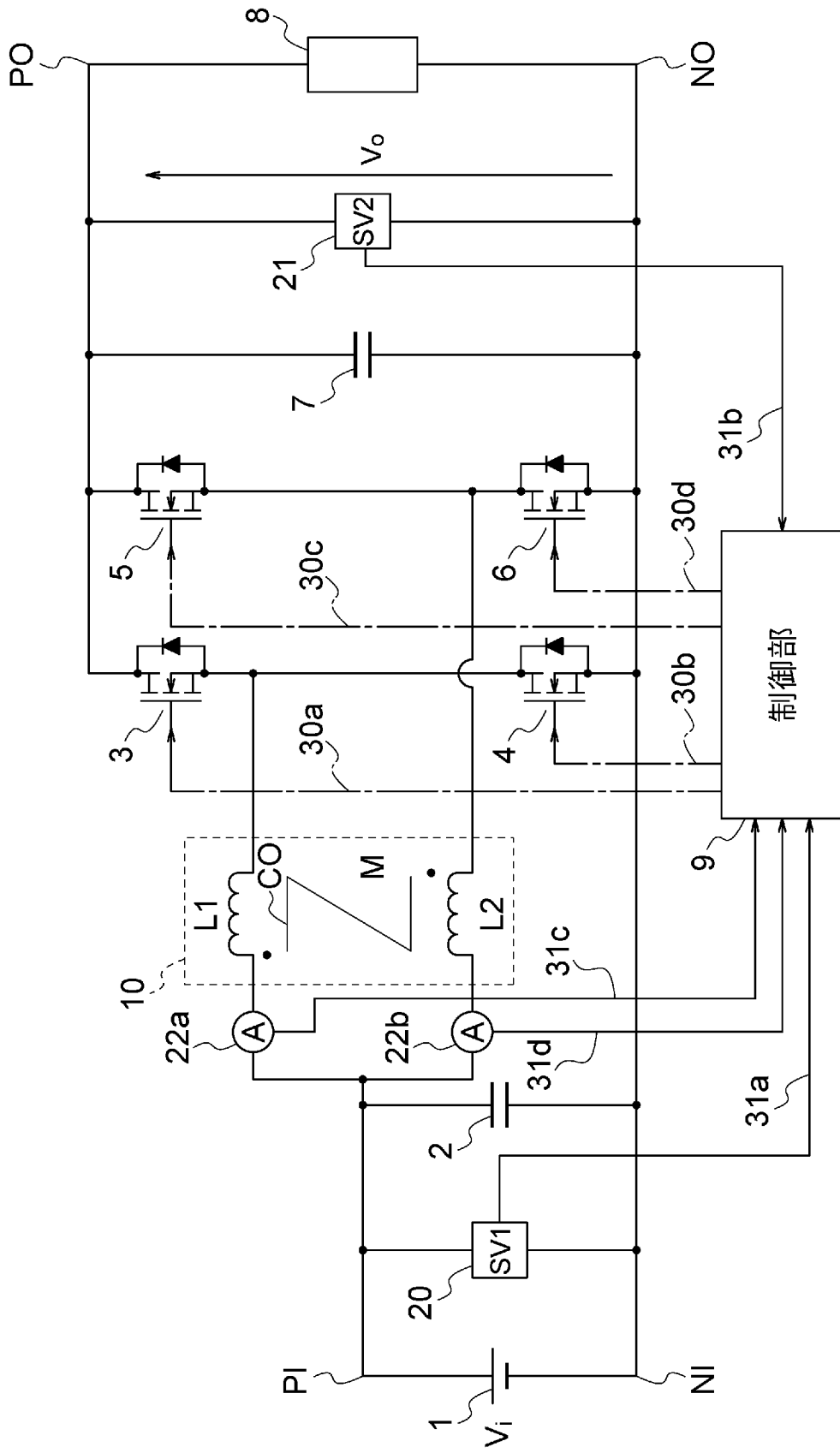
結合率(k):低



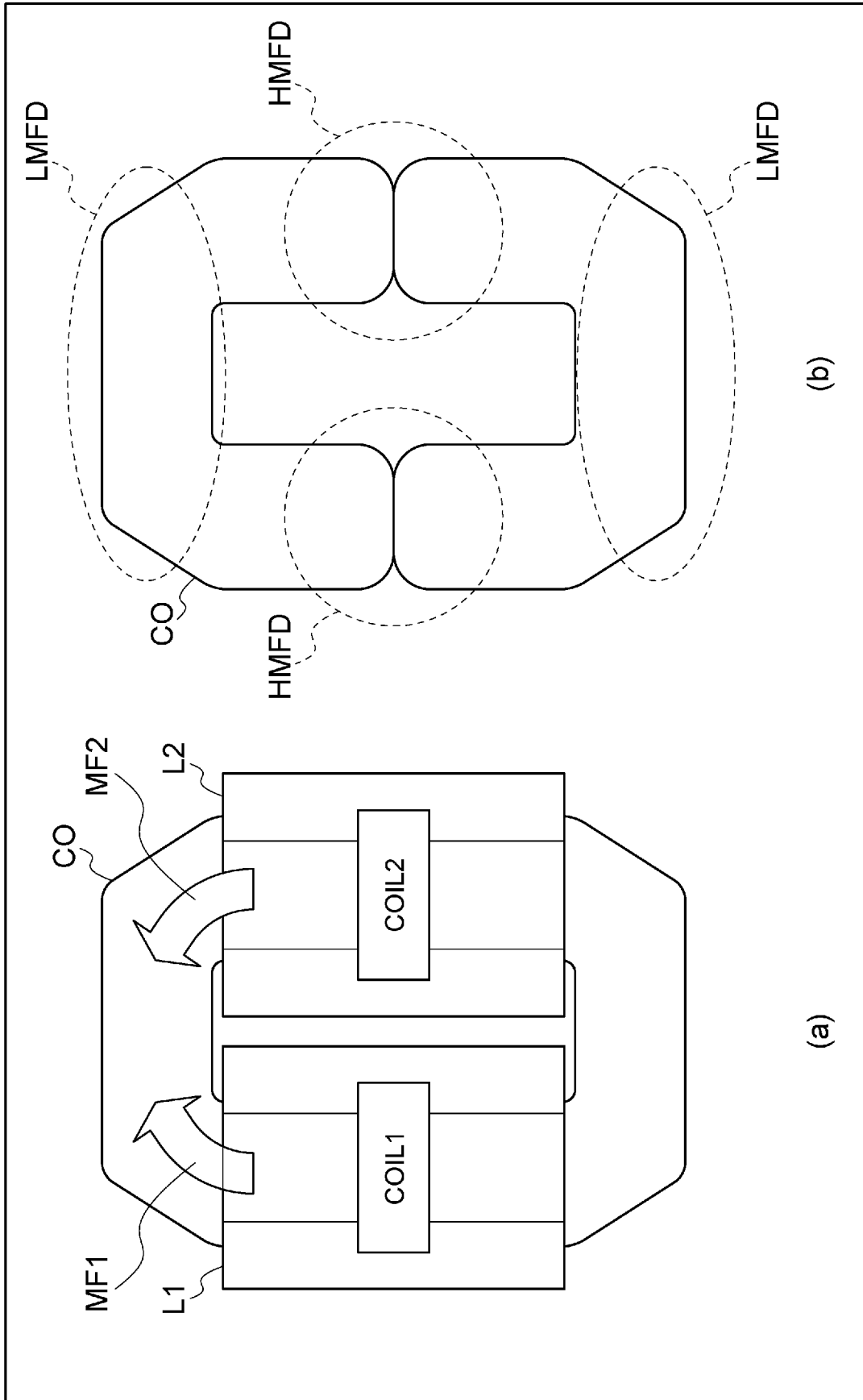
[図11]



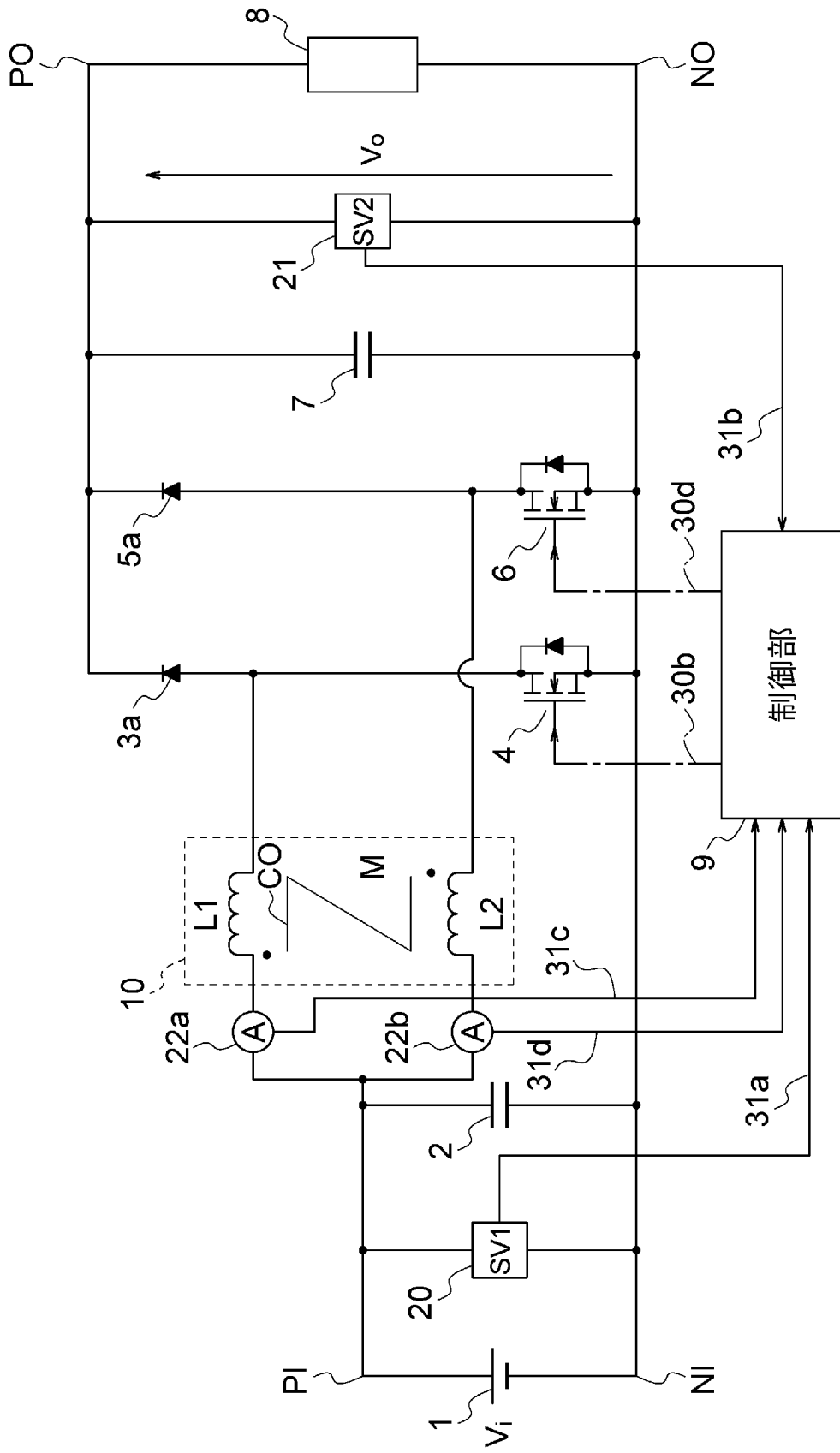
[図12]



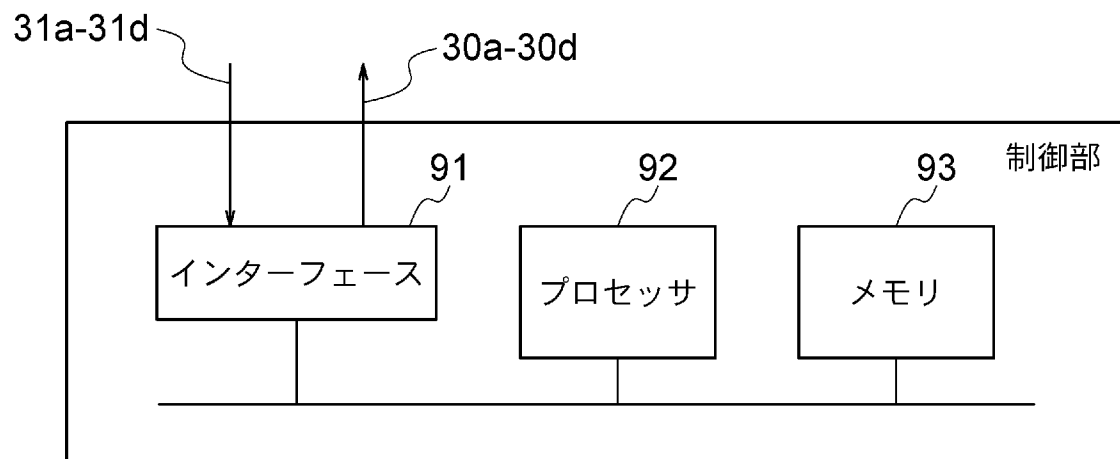
[図13]



[図14]



[図15]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2016/056857

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H02M3/155(2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H02M3/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2016
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2016	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2016

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2014-127637 A (Autonetworks Technologies, Ltd.), 07 July 2014 (07.07.2014), paragraphs [0021] to [0023], [0038] to [0044]; fig. 1, 7 & US 2016/0111203 A1 paragraphs [0034] to [0036], [0052] to [0058]; fig. 1, 7 & WO 2014/103579 A1 & CN 104885169 A	1-7
Y	JP 2015-231311 A (Murata Mfg. Co., Ltd.), 21 December 2015 (21.12.2015), paragraphs [0006] to [0007], [0017] to [0021]; fig. 2, 5 to 13 & CN 105186857 A	1-7

Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search 17 May 2016 (17.05.16)	Date of mailing of the international search report 24 May 2016 (24.05.16)
---	--

Name and mailing address of the ISA/ Japan Patent Office 3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915, Japan	Authorized officer Telephone No.
--	---

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2016/056857

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2009-5579 A (Coutant Lambda Ltd.), 08 January 2009 (08.01.2009), paragraphs [0029] to [0035]; fig. 2 & US 2009/0128101 A1 paragraphs [0040] to [0046]; fig. 2	2
Y	JP 61-142961 A (Toshiba Corp.), 30 June 1986 (30.06.1986), page 2, lower left column, line 5 to lower right column, line 9; page 3, lower left column, line 1 to page 4, upper left column, line 13; fig. 1 & EP 0185546 A2 page 5, line 10 to page 6, line 2; page 7, line 4 to page 8, line 30; fig. 1 & US 4748397 A	4
Y	Takahiro KAWASHIMA et al., "Interleave Hoshiki Shoatsu Chopper Kairo no Denryu Heiko Seigyo", Heisei 18 Nendo Joint Convention Record of Institutes of Electrical and Information Engineers, Japan, Chugoku Branch, 2006.10, page 484	4

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC)) Int.Cl. H02M3/155(2006.01)i											
B. 調査を行った分野 調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC)) Int.Cl. H02M3/00											
最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの <table style="width:100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width:30%;">日本国実用新案公報</td> <td>1922-1996年</td> </tr> <tr> <td>日本国公開実用新案公報</td> <td>1971-2016年</td> </tr> <tr> <td>日本国実用新案登録公報</td> <td>1996-2016年</td> </tr> <tr> <td>日本国登録実用新案公報</td> <td>1994-2016年</td> </tr> </table>				日本国実用新案公報	1922-1996年	日本国公開実用新案公報	1971-2016年	日本国実用新案登録公報	1996-2016年	日本国登録実用新案公報	1994-2016年
日本国実用新案公報	1922-1996年										
日本国公開実用新案公報	1971-2016年										
日本国実用新案登録公報	1996-2016年										
日本国登録実用新案公報	1994-2016年										
国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)											
C. 関連すると認められる文献											
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号									
Y	JP 2014-127637 A (株式会社オートネットワーク技術研究所) 2014.07.07, 段落 [0021] - [0023], [0038] - [0044], [図1], [図7] & US 2016/0111203 A1, 段落[0034]-[0036], [0052]-[0058], 図1, 7 & WO 2014/103579 A1 & CN 104885169 A	1-7									
Y	JP 2015-231311 A (株式会社村田製作所) 2015.12.21, 段落 [0006] - [0007], [0017] - [0021], [図2], [図5] - [図13] & CN 105186857 A	1-7									
☑ C欄の続きにも文献が列挙されている。		☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。									
* 引用文献のカテゴリー 「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す) 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願		の日の後に公表された文献 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの 「&」同一パテントファミリー文献									
国際調査を完了した日 17.05.2016		国際調査報告の発送日 24.05.2016									
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁 (ISA/J P) 郵便番号100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号		特許庁審査官 (権限のある職員) 東 昌秋	5G 3139								
		電話番号 03-3581-1101 内線	3526								

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
Y	JP 2009-5579 A (クータン ラムダ リミテッド) 2009.01.08, 段落 [0029] - [0035], [図2] & US 2009/0128101 A1, 段落[0040]-[0046], 図2	2
Y	JP 61-142961 A (株式会社東芝) 1986.06.30, 第2ページ左下欄第5行-右下欄第9行, 第3ページ左下欄第1行-第4ページ左上欄第13行, 第1図 & EP 0185546 A2, 第5ページ第10行-第6ページ第2行, 第7ページ第4行-第8ページ第30行, 図1 & US 4748397 A	4
Y	川島崇宏, 外3名, 『インターリーブ方式昇圧チョッパ回路の電流平衡制御』, 平成18年度 電気・情報関連学会中国支部連合大会講演論文集, 2006.10, 第484ページ	4