

(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11月16日(16.11.2017)



(10) 国際公開番号

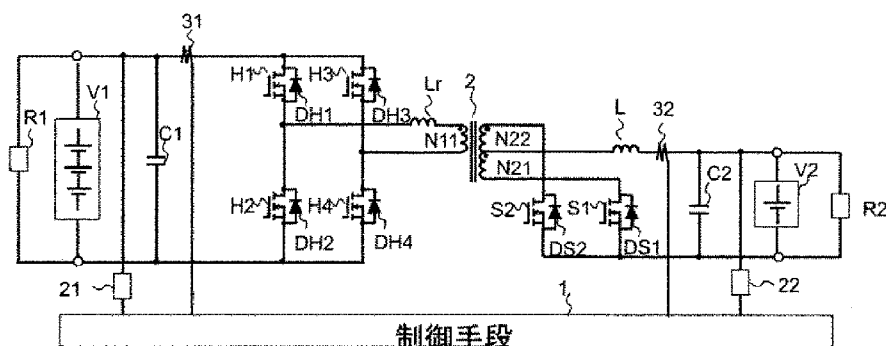
WO 2017/195511 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 3/28 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2017/014481
- (22) 国際出願日: 2017年4月7日(07.04.2017)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2016-094987 2016年5月11日(11.05.2016) JP
- (71) 出願人: 日立オートモティブシステムズ株式会社(HITACHI AUTOMOTIVE SYSTEMS, LTD.) [JP/JP]; 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場2520番地 Ibaraki (JP).
- (72) 発明者: 田中 信太郎 (TANAKA Shintaro); 〒1008280 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内 Tokyo (JP). 曾部 裕二(SOBU Yuji); 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場2520番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内 Ibaraki (JP).
- (74) 代理人: 戸田 裕二 (TODA Yuji); 〒1008220 東京都千代田区丸の内一丁目6番1号 株式会社日立製作所内 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, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT,

(54) Title: BIDIRECTIONAL DC-DC CONVERTER, POWER SUPPLY SYSTEM USING SAME, AND AUTOMOBILE USING POWER SUPPLY SYSTEM

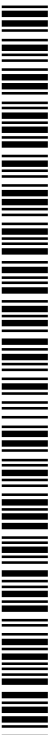
(54) 発明の名称: 双方向DC-DCコンバータ、これを用いた電源システム及び当該電源システムを用いた自動車

[図2]



1 Control means

(57) Abstract: The present invention addresses the problem of providing a circuit and control configurations whereby a surge voltage is suppressed during a voltage step-up operation of a bidirectional DC-DC converter, thereby achieving a high-efficiency, compact, and low-cost bidirectional DC-DC converter. A power conversion device pertaining to the present invention is a bidirectional DC-DC converter for performing a voltage step-down or step-up operation, and comprises: a transformer in which a primary winding and a secondary winding are magnetically coupled with each other; a first switching circuit which is electrically connected in parallel to a first power supply and the primary winding; a second



WO 2017/195511 A1

HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, 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 :

- 一 国際調査報告 (条約第21条(3))

switching circuit which is electrically connected in parallel to a second power supply and the secondary winding; and a control circuit for controlling the first switching circuit and the second switching circuit. The control means controls the first switching circuit so as to boost the voltage of the primary winding by supplying electric power thereto from the first power supply before transmitting electric power from the second power supply to the first power supply via the transformer.

(57) 要約 : 本発明の課題は、双方向DC-DCコンバータの昇圧動作時におけるサージ電圧を抑制し、高効率・小型・低コストな双方向DC-DCコンバータを実現できる回路および制御構成を提供することである。本発明に係る電力変換装置は、降圧もしくは昇圧を行う電力変換装置DC-DCコンバータであって、1次巻線と2次巻線を磁気結合するトランスと、第1の電源及び前記1次巻線に対して電氣的に並列に接続される第1スイッチング回路と、第2の電源及び前記2次巻線に対して電氣的に並列に接続される第2スイッチング回路と、前記第1スイッチング回路及び前記第2スイッチング回路を制御する制御回路と、を備え、前記制御手段は前記トランスを介して前記第2の電源から前記第1の電源へ電力を送る前に、前記第1の電源から電力を供給して前記1次巻線の電圧を上昇させるように前記第1スイッチング回路を制御する。

明 細 書

発明の名称：

双方向DC-DCコンバータ、これを用いた電源システム及び当該電源システムを用いた自動車

技術分野

[0001] 本発明は双方向DC-DCコンバータ、これを用いた電源システム及び当該電源システムを用いた自動車に関し、特に自動車に搭載される双方向DC-DCコンバータに関する。

背景技術

[0002] 近年、化石燃料の枯渇や地球環境問題の悪化を背景として、ハイブリッド自動車や電気自動車のような、電気エネルギーを利用した自動車への関心が高まっており、実用化されている。

[0003] このような電気エネルギーを用いた自動車は、車輪を駆動するためのモータに電力を供給するための高圧バッテリー電圧を降圧して、必要な電力を低圧の電気機器へ供給する電力変換装置が備えられることが多い。この低圧の電気機器の例として、エアコンやオーディオ、自動車のコントローラ等がある。低圧の電気機器に高圧バッテリーから電力を供給する電力変換装置には、一般にDC-DCコンバータが用いられる。

[0004] また、DC-DCコンバータには降圧動作だけではなく、昇圧動作も可能である双方向DC-DCコンバータが求められている。これは高圧バッテリーが放電してしまった場合に、低圧バッテリーから電力を供給し、高圧バッテリーを充電することで、高圧側機器を動作可能な状態にするために用いられている。このように電圧が異なるバッテリー間で電力を融通できれば、車両の電源システムの信頼性が向上し、また電源システムの設計自由度を増やすことができる。

[0005] そこで、電圧が異なる2つの電源間で双方向に電力を変換する双方向DC-DCコンバータが特開2002-165448号公報（特許文献1）に開示されている。このコンバータは、高圧側の回路と低圧側の回路とをトランスを介して接続して

いる。高圧側回路のスイッチング素子を動作させることで、高圧側電源から低圧側電源へ電力を供給し、低圧側回路のスイッチング素子を動作させることで、低圧側電源から高圧側電源へ電力を供給する。昇圧動作時は、低圧側のスイッチング素子のON状態にすることで、低圧側バッテリーのエネルギーを低圧側にある平滑リアクトルに蓄える期間と、低圧側のスイッチング素子のOFF状態にすることで、低圧側バッテリーのエネルギーを高圧側へ送る期間を設けている。前述動作により、低圧側から高圧側へ電力が供給される。

[0006] しかし、高圧側にある共振リアクトルや、トランスの漏れインダクタンスにより、低圧側のスイッチング素子をOFF状態にした瞬間、平滑リアクトルに蓄積されたエネルギーが、共振リアクトルや、トランスの漏れインダクタンスにより、高圧側へ伝達されず、低圧側のスイッチング素子にエネルギーが印加されていた。この瞬間に低圧側のスイッチング素子の両端に大きなサージ電圧が発生していた。これにより、スイッチング素子の素子耐圧を増加させる必要があった。一般的に、素子耐圧が大きくなると素子のオン抵抗が大きくなるため、素子耐圧の増加は、DC-DCコンバータの素子数の増加、素子損失の増加によりDC-DCコンバータの高効率・小型・低コスト化の妨げとなっていた。

[0007] そこで、低圧側のスイッチング素子のサージ電圧を抑制する回路構成が特開2012-110108号公報（特許文献2）に開示されている。これは、低圧側のチョークリアクトルにサージ電圧抑制回路を追加することで、平滑リアクトルに起因するサージ電圧を低減している。前述回路により、サージ電圧を低減することで、低圧側のスイッチング素子に低耐圧の素子が使用可能となり、素子損失が低減されるため、高効率なDC-DCコンバータが提供される。

先行技術文献

特許文献

[0008] 特許文献1：特開2002-165448号公報

特許文献2：特開2012-110108号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0009] ところで、上述の特許文献2に記載の電力変換装置は、サージ電圧抑制回路が追加されるため、双方向DC-DCコンバータの小型・低コスト化の妨げとなってしまう問題があった。

[0010] 本発明の目的は、大型化やコスト増大を抑制しながら高効率な双方向DC-DCコンバータおよびこれを備えた電源システムを提供することにある。

課題を解決するための手段

[0011] 本発明に係る電力変換装置は、1次巻線と2次巻線を磁気結合するトランスと、第1の電源及び前記1次巻線に対して電氣的に並列接続される第1のスイッチング回路と、第2の電源及び前記2次巻線に対して電氣的に並列接続される第2のスイッチング回路と、前記第1のスイッチング回路及び前記第2スイッチング回路を制御する制御回路と、を備えた双方向DC-DCコンバータであって、前記制御手段は前記トランスを介して前記第2の電源から前記第1の電源へ電力を送る前に、前記第1の電源から電力を供給して前記1次巻線の電圧を上昇させるように前記第1のスイッチング回路を制御する。

発明の効果

[0012] 本発明によれば、双方向DC-DCコンバータの昇圧動作時におけるスイッチング素子に印加されるサージ電圧を抑制し、大型化やコスト増大を抑制した高効率な双方向DC-DCコンバータを提供可能である。

図面の簡単な説明

[0013] [図1]本発明の実施例1による双方向DC-DCコンバータの回路構成図。

[図2]本発明の実施例2による双方向DC-DCコンバータの回路構成図。

[図3(a)]本発明の実施例2による双方向DC-DCコンバータの順送電時の動作を説明する回路図。

[図3(b)]本発明の実施例2による双方向DC-DCコンバータの順送電時の動作を説明する回路図。

[図3(c)]本発明の実施例2による双方向DC-DCコンバータの順送電時の動作を

説明する回路図。

[図3(d)]本発明の実施例2による双方向DC-DCコンバータの順送電時の動作を説明する回路図。

[図4(a)]本発明の実施例2による双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を説明する回路図。

[図4(b)]本発明の実施例2による双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を説明する回路図。

[図4(c)]本発明の実施例2による双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を説明する回路図。

[図4(d)]本発明の実施例2による双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を説明する回路図。

[図4(e)]本発明の実施例2による双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を説明する回路図。

[図5]本発明の実施例2による双方向DC-DCコンバータの逆送電時のスイッチング素子のゲート信号波形図。

[図6]本発明の実施例2による双方向DC-DCコンバータの逆送電時の電圧・電流波形図。

[図7]本発明の実施例3による双方向DC-DCコンバータの順送電時の動作を説明する回路図。

[図8(a)]本発明の実施例3による双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を説明する回路図。

[図8(b)]本発明の実施例3による双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を説明する回路図。

[図8(c)]本発明の実施例3による双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を説明する回路図。

[図8(d)]本発明の実施例3による双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を説明する回路図。

[図8(e)]本発明の実施例3による双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を

説明する回路図。

[図8(f)]本発明の実施例3による双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を説明する回路図。

[図9]本発明の実施例3による双方向DC-DCコンバータの逆送電時のスイッチング素子のゲート信号波形図。

[図10(a)]本発明の実施例4による双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を説明する回路図。

[図10(b)]本発明の実施例4による双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を説明する回路図。

[図10(c)]本発明の実施例4による双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を説明する回路図。

[図10(d)]本発明の実施例4による双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を説明する回路図。

[図10(e)]本発明の実施例4による双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を説明する回路図。

[図10(f)]本発明の実施例4による双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を説明する回路図。

[図10(g)]本発明の実施例4による双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を説明する回路図。

[図11]本発明の実施例4による双方向DC-DCコンバータの逆送電時のスイッチング素子のゲート信号波形図。

[図12]本発明の実施例1~4の双方向DC-DCコンバータの回路構成図の一例。

[図13]本発明の実施例1~4の双方向DC-DCコンバータの回路構成図の一例。

[図14]本発明の実施例1~4の双方向DC-DCコンバータの回路構成図の一例。

[図15]本発明の双方向DC-DCコンバータを用いた実施例5を示す図。

発明を実施するための形態

[0014] 以下、図面を参照して、本発明に係る電力変換装置の実施の形態について説明する。なお、直流電源V1から直流電源V2へ電力を伝送することを順送電

と呼称し、直流電源V2から直流電源V1へ電力を伝送することを逆送電と呼称する。

[0015] 各図において同一要素については同一の符号を記し、重複する説明は省略する。本発明は以下の実施形態に限定されることなく、本発明の技術的な概念の中で種々の変形例や応用例をもその範囲に含むものである。

[0016] (第1の実施形態)

(回路構成)

図1は、本発明の実施例1による双方向DC-DCコンバータの回路構成図である。本実施形態における双方向DC-DCコンバータは、直流電源V1と直流電源V2との間に接続され、直流電源V1と直流電源V2との間で電力の授受を行う。直流電源V1には負荷R1が並列接続され、直流電源V2には負荷R2が並列接続されている。

[0017] 図1において、平滑コンデンサC1は直流電源V1に並列接続され、平滑コンデンサC2は直流電源V2に並列接続されている。第1のスイッチング回路の直流端子は平滑コンデンサC1に接続され、第2のスイッチング回路の直流端子は平滑コンデンサC2に接続される。

[0018] 第1のスイッチング回路11の交流端子には1次巻線N1が接続され、第2のスイッチング回路12の交流端子には2次巻線N2が接続されている。トランス2は、1次巻線N1と2次巻線N2とを磁気結合している。

[0019] 第1のスイッチング回路11と、第2のスイッチング回路12は、制御手段1によって制御される。制御手段1には、電圧センサ21と電圧センサ22及び電流センサ31と電流センサ32が接続されている。なお、電圧センサ21、22および電流センサ31、32を用いなくてもよい。

[0020] (順送電)

実施例1による双方向DC-DCコンバータの順送電時の動作を説明する。制御手段1は、直流電源V1より、第1のスイッチング回路11をスイッチング動作させ、1次巻線N1に交流電圧を印加する。第2のスイッチング回路12は、2次巻線N2に生じた誘起電圧を整流し、直流電源V2に電力を供給する。

[0021] (逆送電)

次に、実施例1における双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を説明する。制御手段1は、直流電源V2より、第2のスイッチング回路12をスイッチング動作させ、2次巻線N2に交流電圧を印加する。第1のスイッチング回路11は、1次巻線N1に生じた誘起電圧を整流し、直流電源V1に電力を供給する。

[0022] さらに、制御手段1は、第2のスイッチング回路12が、スイッチング動作により2次巻線N2に交流電圧を印加する前に、直流電源V1から電力を供給して1次巻線N1の電圧を上昇させるように第1のスイッチング回路11を制御する。

[0023] (本実施形態の効果)

このように、逆送電時は、第2のスイッチング回路12が2次巻線N2に交流電圧を印加する前に、第1のスイッチング回路11を制御することで、直流電源V1から第1のスイッチング回路11に電力を供給される。そのため、第2のスイッチング回路12が、スイッチング動作により2次巻線N2に交流電圧を印加した際に、第1のスイッチング回路11と第2のスイッチング回路12の電力差が低減されるため、第1のスイッチング回路11と第2のスイッチング回路12の電力差による第2のスイッチング回路12に発生するサージ電圧を抑制しながら、直流電源V2から直流電源V1への逆送電が可能である。

[0024] 本実施系形態によれば、双方向DC-DCコンバータの逆送電時におけるスイッチング回路に印加されるサージ電圧を抑制し、高効率・小型・低コストな双方向DC-DCコンバータを提供可能である。

[0025] (第2の実施形態)

(回路構成)

図2は、本発明の実施例2による双方向DC-DCコンバータの回路構成図である。第1の実施形態において付した符号と同一の符号は、同一の機能を有する。

[0026] スwitchング素子H1とスイッチング素子H2は、互いに直列接続されて第1のスイッチングレグを構成し、平滑コンデンサC1に接続される。スイッチング素子H3、スイッチング素子H4は、互いに直列接続されて第2のスイッチングレグを構成し、平滑コンデンサC1に接続される。

- [0027] スイッチング素子H1とスイッチング素子H2の直列接続点と、スイッチング素子H3とスイッチング素子H4の直列接続点との間に、1次巻線N11と共振リアクトルLrとが直列接続されている。
- [0028] トランス2は、1次巻線N11と2次巻線N21及び2次巻線N22とを磁気結合している。2次巻線N21の一端と2次巻線N22の一端とが接続される。2次巻線N21の他端はスイッチング素子S1の一端に接続される。2次巻線N22の他端はスイッチング素子S2の一端に接続される。スイッチング素子S1の他端とスイッチング素子S2の他端とが、平滑コンデンサC2の一端に接続される。2次巻線N21、N22の接続点は、平滑リアクトルLを介して平滑コンデンサC2の他端に接続される。
- [0029] スイッチング素子H1ないしH4、スイッチング素子S1とスイッチング素子S2には、それぞれダイオードDH1ないしDH4、ダイオードDS1とダイオードDS2が接続されている。ここで、これらのスイッチング素子として、Si-MOSFETやSiC-MOSFETを使用した場合は、ダイオードとしてMOSFETのボディダイオードを利用することができる。
- [0030] スイッチング素子H1ないしH4、S1、S2は、制御手段1によって制御される。制御手段1には、電圧センサ21と電圧センサ22及び電流センサ31と電流センサ32が接続されている。なお、電圧センサ21と電圧センサ22および電流センサ31と電流センサ32をすべて用いなくてもよい。
- [0031] (順送電)
- 図3(a)ないし 図3 (d)は、実施例2における双方向DC-DCコンバータの順送電時の動作を説明する回路図である。以下、この図3(a)ないし 図3 (d)を参照しながら順送電時の動作を詳細に説明する。ただし、図3において、図3 (a)ないし 図3 (d)のそれぞれはモードa~dに対応する。
- [0032] (モードa)
- 図3 (a)に示されるように、モードaでは、スイッチング素子H1、H4がオン状態、スイッチング素子H2、H3がオフ状態であり、直流電源V1の電圧が、スイッチング素子H1、H4、共振リアクトルLrを介して1次巻線N1に印加されてい

る。

[0033] スイッチング素子S2はオフ状態であり、2次巻線N2に生じた電圧が、ダイオードDS1、平滑リアクトルLを介して、直流電源V2にエネルギーが供給される。

[0034] この時、スイッチング素子S1、S2として、MOSFETを用いる場合は、スイッチング素子S1をオン状態とすれば、ダイオードDS1に流れる電流をスイッチング素子S1へ分流することで損失を低減できる場合がある。このように、MOSFETと逆並列接続されたダイオード、またはMOSFETのボディダイオードに、ダイオードの順方向電流が流れるとき、このMOSFETをオン状態として損失を低減することを、以後同期整流と呼称する。

[0035] (モードb)

図3 (b)に示されるように、スイッチング素子H4をオフすると、スイッチング素子H4を流れていた電流は、ダイオードDH3、スイッチング素子H1、共振リアクトルLr、1次巻線N1へ流れる。この時、スイッチング素子H3をオンさせる。

[0036] このとき、2次巻線N21に流れていた電流は減少し、2次巻線N22に流れる電流が、ダイオードDS2を介して流れる。この時にスイッチング素子S2をオンすれば同期整流となる。平滑リアクトルLに蓄えられたエネルギーは直流電源V2に供給される。

[0037] (モードc)

図3 (c)に示されるように、スイッチング素子H1がオフすると、スイッチング素子H1を流れていた電流は、直流電源V1、ダイオードDH2、共振リアクトルLr、1次巻線N1、スイッチング素子H3またはダイオードDH3へ流れる。この時、スイッチング素子H2をオンすれば同期整流となる。共振リアクトルLrには、直流電源V1の電圧が印加され、この電流は減少していく。

[0038] (モードd)

図3 (d)に示されるように、スイッチング素子H2、H3がオン状態であるから、共振リアクトルLrの電流がゼロに達した後は、逆向きにこの電流が増加し

ていく。これに伴い、ダイオードDS1またはスイッチング素子S1と2次巻線N21に流れる電流は減少し、ダイオードDS2またはスイッチング素子S2と2次巻線N22に流れる電流は増加していく。2次巻線N21に流れる電流がゼロになる前に、スイッチング素子S1をオフ状態にする。

[0039] このモードdはモードaの対称動作である。以降、モードb~dの対称動作の後、モードaに戻るため容易に理解できると考えるので、詳細な説明は省略する。

[0040] (逆送電)

図4(a)ないし図4(e)は、実施例2における双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を説明する回路図である。また、図5は実施例2による双方向DC-DCコンバータの逆送電時のスイッチング素子のゲート信号波形図である。以下、この図4(a)ないし図4(e)、図5を参照しながら逆送電時の動作を詳細に説明する。ただし、図4において、(a)~(e)は図5の(a)~(e)の期間に対応しており、以下のモードa~eに対応する。

[0041] (モードa)

図4(a)に示されるように、モードaでは、スイッチング素子S1、S2がオン状態、直流電源V2の電圧が、2次巻線N21、N22、スイッチング素子S1、S2を介して、平滑リアクトルLに印加され、直流電源V2のエネルギーを平滑リアクトルLに蓄積している。スイッチング素子H1~H4はオフ状態であり、スイッチング素子S1、S2がオン状態であるため、1次巻線N1に電圧が印加されず、共振リアクトルLrの電流はゼロである。

[0042] (モードb)

図4(b)に示されるように、スイッチング素子H1、H4をオンすると、スイッチング素子H4、直流電源V1、スイッチング素子H1を介して、共振リアクトルLrと1次巻線N1に電流が流れる。この時、2次巻線N21、N22にはそれぞれ逆向きに直流電源V2が印加されるため、1次巻線N1の電圧はゼロである。そのため、直流電源V1の電圧は、共振リアクトルLrに印加される。

[0043] (モードc)

図4 (c)に示されるように、スイッチング素子H1、H4をオフすると、共振リアクトル L_r は電流を流し続けるため、ダイオードDH3、直流電源V1、ダイオードDH2を介して、共振リアクトル L_r に電流が流れる。

[0044] (モードd)

図4 (d)に示されるように、スイッチング素子S1をオフすると、2次巻線N22に直流電源V2の電圧が印加され、共振リアクトル L_r に電流が増加していく。また、平滑リアクトルLに蓄積されたエネルギーは放出されていく。この時、モードbにより、共振リアクトル L_r に電流が流れているため、モードdで共振リアクトルの L_r の電流を増加させる電流量が軽減され、スイッチング素子S1をオフする際の、スイッチング素子S1に印加されるサージ電圧が軽減される。なお、モードcとモードdは同一期間でもよい。

[0045] (モードe)

図4 (e)に示されるように、スイッチング素子S1をオンすると、2次巻線N21、N22に直流電源V2の電圧がそれぞれ逆向きに印加されるため、1次巻線N1に印加される電圧が生じなくなり、共振リアクトル L_r の電流は減少していき、やがてゼロとなる。

[0046] また、モードaと同様に、直流電源V2のエネルギーを平滑リアクトルLに蓄積している。

[0047] このモードeはモードaの対称動作である。以降、モードb~eの対称動作の後、モードaに戻るため、容易に理解できると考え、詳細な説明は省略する。

[0048] (実施例の効果)

以上、説明したように、逆送電時は、スイッチング素子H1、H4をオンすると、スイッチング素子H4、直流電源V1、スイッチング素子H1を介して、共振リアクトル L_r と1次巻線N1に電流が流れる。この時、2次巻線N21、N22にはそれぞれ逆向きに直流電源V2が印加されるため、1次巻線N1の電圧はゼロである。そのため、直流電源V1の電圧は、共振リアクトル L_r に印加される。

[0049] さらにスイッチング素子S1をオフすると、2次巻線N22に直流電源V2の電圧が印加され、共振リアクトル L_r に電流が増加していく。スイッチング素子S1

をオフする際に、共振リアクトル L_r に電流を流しているため、共振リアクトル L_r にエネルギーが蓄積されるため、スイッチング素子 S_1 をオフした際、平滑リアクトル L のエネルギーが、スイッチング素子 S_1 に印加されることなく、直流電源 V_1 へ電力が供給される。スイッチング素子 S_2 についても同様である。

[0050] よって、スイッチング素子 S_1 、 S_2 のサージ電圧の発生を抑制しながら、直流電源 V_2 から直流電源 V_1 への逆送電が可能である。

[0051] 図6に実施例2による双方向DC-DCコンバータの逆送電時の電圧・電流波形図を示す。説明のため、モードb、cを設けない場合も記載している。モードb、cを設けない場合、モードdで共振リアクトル L_r 電流がゼロであるため、スイッチング素子 S_1 をオフした際、平滑リアクトル L のエネルギーが、スイッチング素子 S_1 に印加されるため、大きなサージ電圧(最大188.4V)が発生していた。

[0052] 一方、本実施形態のようにモードb、cを設けた場合、モードdで共振リアクトル L_r 電流がスイッチング H_1 、 H_4 がオンしていた時間幅分、電流が流れている。そのため、スイッチング素子 S_1 をオフした際、平滑リアクトル L のエネルギーが、スイッチング素子 S_1 に印加されることなく、直流電源 V_1 へ電力が供給されるため、サージ電圧を抑制(最大94V)することが可能である。

[0053] 本実施形態によれば、双方向DC-DCコンバータの逆送電時におけるスイッチング素子に印加されるサージ電圧を抑制し、高効率・小型・低コストな双方向DC-DCコンバータを提供可能である。

[0054] また、実施例2では、電圧形フルブリッジ回路と電流形センタタップ回路の組合せとしたが、電圧形プッシュプル回路、図12に示すアクティブクランプ付き電流形センタタップ回路やその他サージ吸収回路、図13に示す電圧形フルブリッジ回路とカレントダブル回路、図14に示す電圧形フルブリッジ回路と電流形フルブリッジ回路の組合せでも同様の構成、制御、効果を有することは当然である。

[0055] (第3の実施形態)

(回路構成)

図7は、本発明の実施例3による双方向DC-DCコンバータの回路構成図である。第1の実施形態において付した符号と同一の符号は、同一の機能を有する。第1の実施形態において付した符号と同一の符号は、同一の機能を有する。

[0056] スイッチング素子H1、H2を直列接続した第1のスイッチングレグは、ダイオードD0を介して平滑コンデンサC1に接続される。このダイオードD0は、第1のスイッチングレグから直流電源V1へは電力を送り、直流電源V1から第1のスイッチングレグへ送らない向きに接続され、ダイオードD0にはスイッチSWが並列接続されている。スイッチング素子H3、H4を直列接続した第2のスイッチングレグは平滑コンデンサC1に接続される。スイッチング素子H1、H2の直列接続点と、スイッチング素子H3、H4の直列接続点との間に、1次巻線N1、共振リアクトルLrとが直列接続されている。

[0057] その他構成は、図4、7より実施例2と同様であるため、省略する。

[0058] (順送電)

順送電は、スイッチSWをオン状態に保つ。これにより、ダイオードD0の両端は短絡されるため、第1のスイッチングレグおよび第2のスイッチングレグの直流端子は、ダイオードD0を介さず、直接平滑コンデンサC1に接続された場合と同様の状態となる。この状態は、実施例2の回路構成と同様であり、スイッチング動作も同様である。よって、順伝送時の動作は実施例2と同様であるため省略する。

[0059] (逆送電)

図8(a)ないし 図8 (f)は、実施例3における双方向DC-DCコンバータの逆送電時の動作を説明する回路図である。また、図9は実施例3による双方向DC-DCコンバータの逆送電時のスイッチング素子のゲート信号波形図である。以下、この図8(a)ないし 図8 (f)、図9を参照しながら逆送電時の動作を詳細に説明する。ただし、図8(a)ないし 図8 (f)において、それぞれ(a)~(f)の期間に対応しており、以下のモードa~fを表す。

[0060] (モードa)

図8(a)に示されるように、モードaでは、スイッチング素子S1、S2がオン状態、直流電源V2の電圧が、2次巻線N21、N22、スイッチング素子S1、S2を介して、平滑リアクトルLに印加され、直流電源V2のエネルギーを平滑リアクトルLに蓄積している。スイッチング素子H1、H4がオン状態、スイッチング素子H2、H3がオフ状態であり、共振リアクトルLrには、ダイオードDH2、DH3と、スイッチング素子H1、H4、1次巻線N1を通る電流が流れている。この時、スイッチング素子H1~H4としてMOSFETを用いている場合は、スイッチング素子H2、H3をオン状態にすれば同期整流である。

[0061] (モードb)

図8(b)に示されるように、スイッチング素子H1、H4、スイッチSWをオンすると、スイッチング素子H4、スイッチSW、直流電源V1、スイッチング素子H1を介して、共振リアクトルLrと1次巻線N1に電流が流れる。この時、2次巻線N21、N22にはそれぞれ逆向きに直流電源V2が印加されるため、1次巻線N1の電圧はゼロである。そのため、直流電源V1の電圧は、共振リアクトルLrに印加される。

[0062] (モードc)

図8(c)に示されるように、スイッチング素子H1、H4、スイッチSWをオフすると、共振リアクトルLrは電流を流し続けるため、ダイオードDH3、直流電源V1、ダイオードD0、ダイオードDH2を介して、共振リアクトルLrに電流が流れる。

[0063] (モードd)

図8(d)に示されるように、スイッチング素子S1をオフすると、2次巻線N22に直流電源V2の電圧が印加され、共振リアクトルLrに電流が増加していく。また、平滑リアクトルLに蓄積されたエネルギーは放出されていく。この時、モードbにより、共振リアクトルLrに電流が流れているため、モードdで共振リアクトルLrの電流を増加させる電流量が軽減されるため、スイッチング素子S1をオフする際の、スイッチング素子S1に印加されるサージ電圧が軽減される。なお、モードcとモードdは同一期間でもよい。

[0064] (モードe)

図8(e)に示されるように、スイッチング素子S1をオンすると、2次巻線N21、N22に直流電源V2の電圧がそれぞれ逆向きに印加されるため、1次巻線N1に印加される電圧が生じない。スイッチング素子H2、H3がオン状態、スイッチSWがオフ状態なので、共振リアクトルLrには、直流電源V1の電圧が印加されるため、共振リアクトルLrの電流は減少していく。共振リアクトルLrの電流がゼロになると、ダイオードD0が逆導通し、共振リアクトルLrには、モードdとは逆向きの電流が流れる。

[0065] また、モードaと同様に、直流電源V2のエネルギーを平滑リアクトルLに蓄積している。

[0066] (モードf)

図8(f)に示されるように、ダイオードD0が逆回復すると、このダイオードD0の導通中に蓄積された共振リアクトルLrの電流は、ダイオードDH1、DH4を導通し、ダイオードDH1、DH4、1次巻線N1、スイッチング素子H2、H3を流れる。この時、スイッチング素子H1~H4としてMOSFETを用いている場合は、スイッチング素子H1、H4をオン状態にすれば同期整流である。

[0067] また、モードa、eと同様に、直流電源V2のエネルギーを平滑リアクトルLに蓄積している。

[0068] このモードfはモードaの対称動作である。以降、モードb~fの対称動作の後、モードaに戻るため容易に理解できると考えるので、詳細な説明は省略する。

[0069] (実施例の効果)

以上、説明したように、本実施形態は、実施例2と同様にスイッチング素子S1、S2のサージ電圧の発生を抑制しながら、直流電源V2から直流電源V1への逆送電が可能であるとともに、ダイオードD0と、ダイオードに並列接続されたスイッチSWを用いることで、モードa、fにおいて同期整流動作が可能となる。スイッチング素子をオン状態にする同期整流動作は、ダイオード整流に比べ導通損失を低減することが可能であり、双方向DC-DCコンバータのさらな

る高効率化を実現できる。

[0070] 本実施形態によれば、双方向DC-DCコンバータの逆送電時におけるスイッチング素子に印加されるサージ電圧を抑制し、高効率・小型・低コストな双方向DC-DCコンバータを提供可能である。

[0071] また、実施例3では、電圧形フルブリッジ回路と電流形センタタップ回路の組合せとしたが、電圧形プッシュプル回路、図12に示すアクティブクランプ付き電流形センタタップ回路やその他サージ吸収回路、図13に示す電圧形フルブリッジ回路とカレントダブル回路、図14に示す電圧形フルブリッジ回路と電流形フルブリッジ回路の組合せでも同様の構成、制御、効果を有することは当然である。

[0072] (第4の実施形態)

(回路構成)

図10(a)ないし図10(g)は、本発明の実施例4による双方向DC-DCコンバータの回路構成図及び逆送電時の動作を説明する回路図である。本実施形態における電力変換装置は、回路構成は実施例3と同様であるため省略する。

[0073] (順送電)

順送電動作は、実施例3と同様であるため省略する。

[0074] (逆送電)

図11は実施例4による双方向DC-DCコンバータの逆送電時のスイッチング素子のゲート信号波形図である。以下、この図10(a)ないし図10(g)と図11を参照しながら逆送電時の動作を詳細に説明する。ただし、図10(a)ないし図10(g)において、(a)~(g)は図11の(a)~(g)の期間に対応しており、以下のモードa~gを表す。

[0075] (モードa)

図10(a)に示されるモードaは実施例3のモードaと同様であるため省略する。

。

[0076] (モードb)

図10(b)に示されるモードbは実施例3のモードbと同様であるため省略する。

。

[0077] (モードc)

図10(c)に示されるように、スイッチング素子H1、H4をオフすると、共振リアクトルLrは電流を流し続けるため、ダイオードDH3、直流電源V1、スイッチSW、ダイオードDH2を介して、共振リアクトルLrに電流が流れる。

[0078] (モードd)

図10(d)に示されるように、スイッチング素子S1をオフすると、2次巻線N22に直流電源V2の電圧が印加され、共振リアクトルLrに電流が増加していく。また、平滑リアクトルLに蓄積されたエネルギーは放出されていく。この時、モードbにより、共振リアクトルLrに電流を流しているため、モードdで共振リアクトルのLrの電流を増加させる電流量が軽減されるため、スイッチング素子S1をオフする際の、スイッチング素子S1に印加されるサージ電圧が軽減される。スイッチSWがオン状態なので、電流はスイッチSWを流れる。スイッチSWにIGBTなど負方向電流が流せないデバイスを使用する場合は、電流はダイオードD0を流れる。なお、モードcとモードdは同一期間でもよい。

[0079] (モードe)

図10(e)に示されるように、スイッチSWをオフすると、スイッチSWを流れていた電流はダイオードD0に転流する。

[0080] (モードf)

図10(f)に示されるモードfは実施例3のモードeと同様であるため省略する

。

[0081] (モードg)

図10(g)に示されるモードgは実施例3のモードfと同様であるため省略する

。

[0082] このモードgはモードaの対称動作である。以降、モードb~gの対称動作の後、モードaに戻るため容易に理解できると考えるので、詳細な説明は省略する

。

[0083] (実施例の効果)

以上、説明したように、本実施形態は実施例3と同様にスイッチング素子S1、S2のサージ電圧の発生を抑制しながら、直流電源V2から直流電源V1への逆送電が可能であるとともに、ダイオードD0と、ダイオードに並列接続されたスイッチSWを用いることで、モードa、fにおいて同期整流動作が可能となる。スイッチング素子をオン状態にする同期整流動作は、ダイオード整流に比べ導通損失を低減することが可能であり、双方向DC-DCコンバータのさらなる高効率化を実現できる。さらに、スイッチSWが、IGBTなどオンオフ動作の遅い素子を使用した場合でも、スイッチング素子H1~H4をMOSFETなど高速スイッチング動作が可能な素子を使用することで、本発明の実施例4を実現可能である。よって、スイッチSWのデバイス選択肢が増大する。

[0084] 本実施形態によれば、双方向DC-DCコンバータの逆送電時におけるサージ電圧を抑制し、高効率・小型・低コストな双方向DC-DCコンバータを提供することが可能である。

[0085] また、実施例4では、電圧形フルブリッジ回路と電流形センタタップ回路の組合せとしたが、電圧形プッシュプル回路、図12に示すアクティブクランプ付き電流形センタタップ回路やその他サージ吸収回路、図13に示す電圧形フルブリッジ回路とカレントダブル回路、図14に示す電圧形フルブリッジ回路と電流形フルブリッジ回路の組合せでも同様の構成、制御、効果を有することは当然である。

[0086] (第5の実施形態)

(回路構成)

図15は、本発明の実施例5による双方向DC-DCコンバータの回路構成図である。本実施例は、実施例1から実施例4における双方向DC-DCコンバータの使用方法に関するものである。なお、双方向DC-DCコンバータの高圧側をA側、低圧側をB側とする。回路構成は、モータ駆動用インバータなどのHV系機器102の一端が双方向DC-DCコンバータ101のA側の一端に接続され、HV系機器102の他端が双方向DC-DCコンバータ101のA側の他端に接続される。高圧バッテリー104の一端は、双方向DC-DCコンバータ101のA側の一端に接続され、高圧バッテリー

104の他端は、リレー106を介して、双方向DC-DCコンバータ101のA側の他端に接続される。低圧バッテリー105の一端は、双方向DC-DCコンバータ101のB側の一端に接続され、低圧バッテリー105の他端は、双方向DC-DCコンバータ101のB側の他端に接続される。エアコンなどの補機機器103の一端は双方向DC-DCコンバータのB側の一端に接続され、補機機器103の他端は双方向DC-DCコンバータのB側の他端に接続されている。制御手段1は、双方向DC-DCコンバータのスイッチング動作や、電力の送電方向、電力量などを制御している。なお、リレーはなくてもよい。

第5の実施形態において、以下の順送電動作と逆送電動作がある。

[0087] (順送電)

高圧バッテリー104から、双方向DC-DCコンバータを用いて、低圧バッテリー105の充電および補機機器103に電力を供給している。なお、高圧バッテリー104のみでなく、HV系機器102からの電力を用いてもよい。双方向DC-DCコンバータの動作は、例えば実施例2のような回路構成および制御構成である。

[0088] (逆送電)

低圧バッテリー105から、双方向DC-DCコンバータを用いて、高圧バッテリー104の充電およびHV系機器102に電力を供給している。なお、低圧バッテリー105のみでなく、補機機器103からの電力を用いてもよい。双方向DC-DCコンバータの動作は、例えば実施例2のような回路構成および制御構成である。

[0089] 上記、双方向DC-DCコンバータによる順送電動作および逆送電動作により、双方向に電力変換を行うことが可能なため、車両の電源システムの設計自由度を増すことができる。さらに本発明よる双方向DC-DCコンバータを用いることで、逆送電動作におけるスイッチング素子に印加されるサージ電圧が抑制され、高効率・小型・低コストな双方向DC-DCコンバータを提供可能であり、しいては自動車の高効率・小型・低コスト化が可能となる。

[0090] なお、本実施形態においては、電源システムとして自動車に適用した場合を例示したが、これ以外の電源システムへの適用も可能である。

産業上の利用可能性

[0091] 以上、説明したように本発明は、絶縁機能を有する双方向DC-DCコンバータ全般に適用することが可能である。

符号の説明

[0092] 1…制御手段、2…トランス、11…第1のスイッチング回路、12…第2のスイッチング回路、21…電圧センサ、22…電圧センサ、31…電流センサ、32…電流センサ、100…自動車、101…双方向DC-DCコンバータ、102…HV系機器、103…補機機器、104…高圧バッテリー、105…低圧バッテリー、106…リレー、C1…平滑コンデンサ、C2…平滑コンデンサ、L…平滑リアクトル、Lr…共振リアクトル、N1…1次巻線、N2…2次巻線、N11…1次巻線、N21…2次巻線、N22…2次巻線、SW…スイッチ、H1…スイッチング素子、H2…スイッチング素子、H3…スイッチング素子、H4…スイッチング素子、S1…スイッチング素子、S2…スイッチング素子、D0…ダイオード、DH1…ダイオード、DH2…ダイオード、DH3…ダイオード、DH4…ダイオード、DS1…ダイオード、DS2…ダイオード、R1…負荷、R2…負荷、V1…直流電源、V2…直流電源、

請求の範囲

- [請求項1] 1次巻線と2次巻線を磁気結合するトランスと、
第1の電源及び前記1次巻線に対して電氣的に並列接続される第1のスイッチング回路と、
第2の電源及び前記2次巻線に対して電氣的に並列接続される第2のスイッチング回路と、
前記第1のスイッチング回路及び前記第2スイッチング回路を制御する制御回路と、を備えた双方向DC-DCコンバータであって、
前記制御手段は前記トランスを介して前記第2の電源から前記第1の電源へ電力を送る前に、
前記第1の電源から電力を供給して前記1次巻線の電圧を上昇させるように前記第1のスイッチング回路を制御する双方向DC-DCコンバータ。
。
- [請求項2] 請求項1に記載の双方向DC-DCコンバータであって、
前記第1の電源と並列接続された電力を蓄える第1の平滑コンデンサと、を備え、
前記第1のコンデンサに蓄えられた電力により前記1次巻線の電圧を上昇させるように、前記第1のスイッチング回路を制御する双方向DC-DCコンバータ。
- [請求項3] 請求項1または2に記載の双方向DC-DCコンバータであって、
前記第2のスイッチング回路は、前記第2の電源に流れる電流を平滑する平滑リアクトルを備え、
前記第2のスイッチング回路が備えたスイッチング素子の状態を切り替えて、前記第2の電源の電力を前記2次巻線に供給する時に、前記平滑リアクトルに蓄積した前記第2の電源のエネルギーを放出する双方向DC-DCコンバータ。
- [請求項4] 請求項1ないし3に記載のいずれかの双方向DC-DCコンバータであって、

前記第1のスイッチング回路は、第1スイッチング素子（H1）と第2スイッチング素子（H2）とを直列に接続した第1のスイッチングレグと、第3スイッチング素子（H3）と第4スイッチング素子（H4）とを直列に接続した第2のスイッチングレグと、を有し、

前記第1のスイッチングレグは、第2のスイッチングレグに並列接続されており、

前記第1のスイッチングレグと前記第2のスイッチングレグの両端間を直流端子間とし、前記第1スイッチング素子（H1）と前記第2スイッチング素子（H2）との直流接続点と、前記第3スイッチング素子（H3）と前記第4スイッチング素子（H4）との直流接続点との間を交流端子間とする双方向DC-DCコンバータ。

[請求項5]

請求項2に記載の双方向DC-DCコンバータであって、

前記第1の平滑コンデンサと前記第1のスイッチング回路との間に、カソードが前記第1の電源の正極に向くように直列に挿入された第1のダイオードと、前記第1のダイオードに並列接続された第1のスイッチとを備え、

前記制御回路は、前記第1の電源から前記第2の電源へ電力を送る場合には、前記第1のスイッチング回路のスイッチング素子をオン状態にし、

前記制御回路は、前記第2の電源から前記第1の電源へ電力を送る場合には、前記第1のスイッチング回路のスイッチング素子をオン状態とオフ状態を切り替える双方向DC-DCコンバータ。

[請求項6]

請求項5に記載の双方向DC-DCコンバータであって、

前記第1のスイッチング回路のスイッチング素子は、半導体素子である双方向DC-DCコンバータ。

[請求項7]

請求項1ないし6に記載のいずれかの双方向DC-DCコンバータであって、

前記1次巻線及び/又は前記2次巻線に直列に挿入されたリアクトル

を備えた双方向DC-DCコンバータ。

[請求項8]

請求項4に記載の双方向DC-DCコンバータであって、

前記2次巻線は、第1の2次巻線と、第2の2次巻線と、当該第1の2次巻線の一端と当該第2の2次巻線の一端とを接続する接続体とにより構成され、

前記第2のスイッチング回路は、平滑リアクトルと、第5のスイッチング素子と、第6のスイッチング素子とにより構成され、

前記第1の2次巻線の他端に前記第5のスイッチング素子の一端を接続し、

前記第2の2次巻線の他端に前記第6のスイッチング素子の一端を接続し、

前記第5のスイッチング素子の他端と前記第6のスイッチング素子の他端とを接続し、

前記第1、第2の2次巻線の接続点に前記平滑リアクトルの一端を接続し、

前記平滑リアクトルの他端と前記第5のスイッチング素子と第6のスイッチング素子の接続点間を直流端子間とする双方向DC-DCコンバータ。

[請求項9]

請求項4に記載の双方向DC-DCコンバータであって、

前記第2のスイッチング回路は、第1の平滑リアクトルと、第2の平滑リアクトルと、第5のスイッチング素子と、第6のスイッチング素子と、当該第1の平滑リアクトルの一端と当該第2の平滑リアクトルの一端との接続体と、当該第5のスイッチング素子の一端と当該第6のスイッチング素子の一端との接続体とを備え、

前記第5のスイッチング素子の他端と前記第1の平滑リアクトルの他端を接続し、

前記第6のスイッチング素子の他端と前記第1の平滑リアクトルの他端を接続し、

前記第5のスイッチング素子の他端と記第6のスイッチング素子の他端との間を交流端子間とし、前記第1の平滑リアクトルと前記第2の平滑リアクトルの接続点と、前記第5のスイッチング素子と前記第6のスイッチング素子の接続点との間を直流端子間とする双方向DC-DCコンバータ。

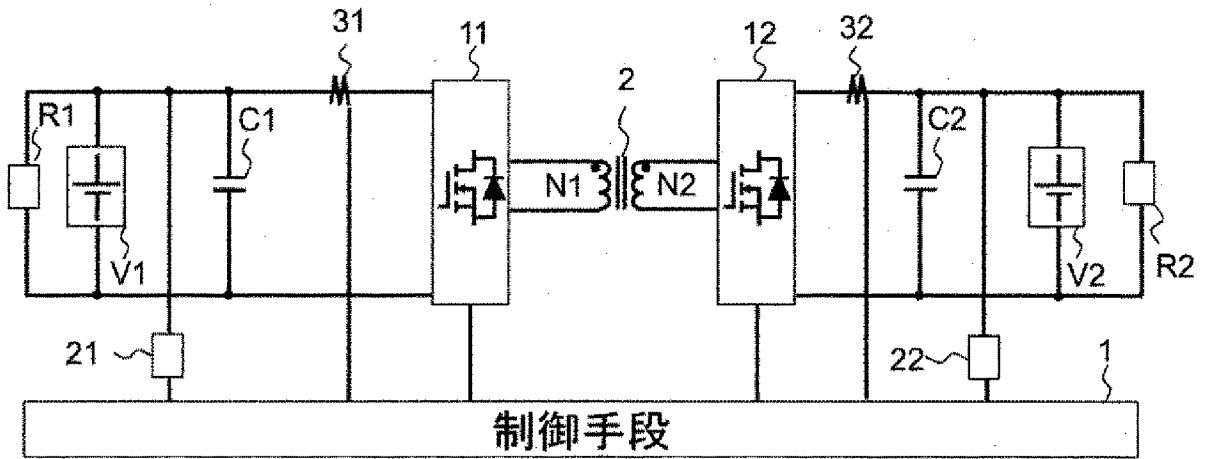
[請求項10] 請求項8または9に記載の双方向DC-DCコンバータであって、
前記第1ないし第6のスイッチング素子は、MOSFETである双方向DC-DCコンバータ。

[請求項11] 請求項1ないし10に記載のいずれかの双方向DC-DCコンバータであって、
前記1次巻線及び/又は前記2次巻線に直列に挿入されたコンデンサを備える双方向DC-DCコンバータ。

[請求項12] 請求項1ないし11に記載のいずれかの双方向DC-DCコンバータを搭載する電源システムを備えた自動車。

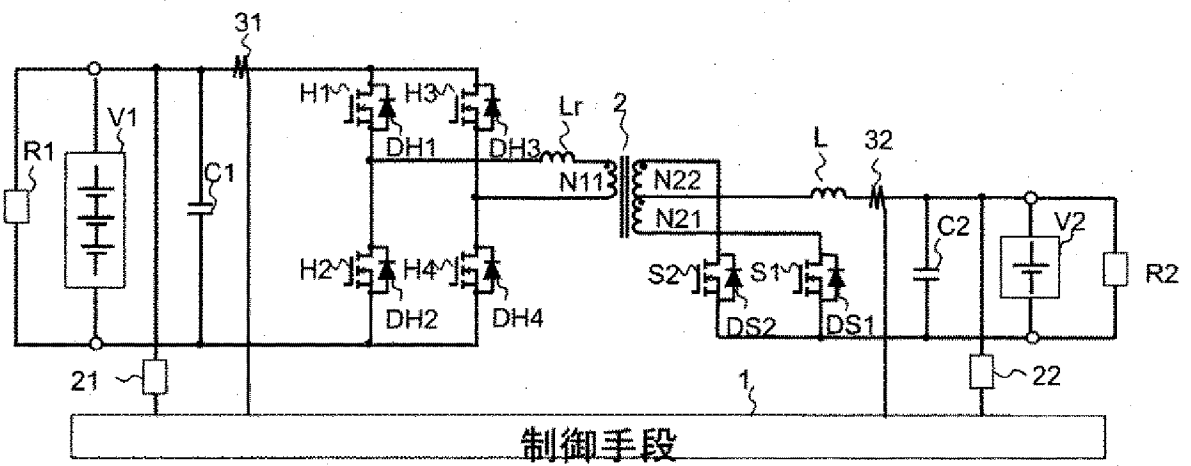
【図1】

【図1】



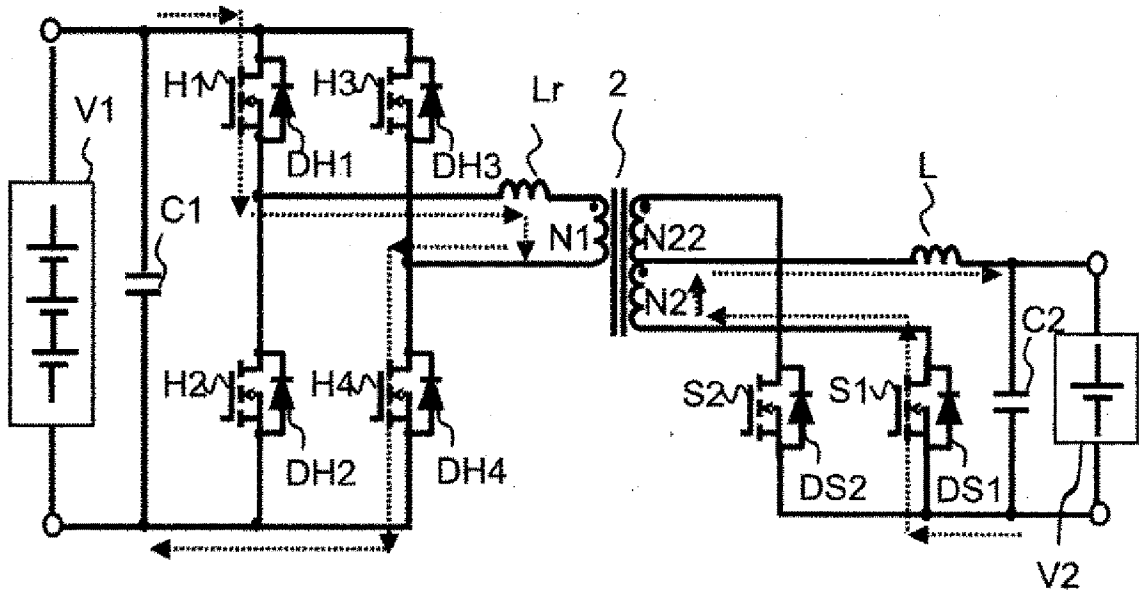
【図2】

【図2】



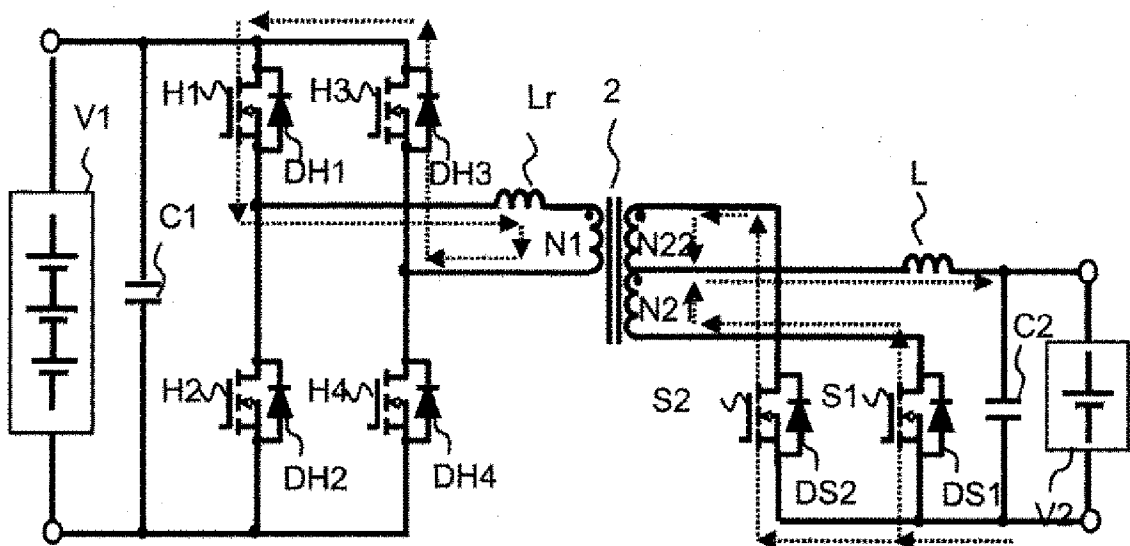
[図3(a)]

【図3(a)】



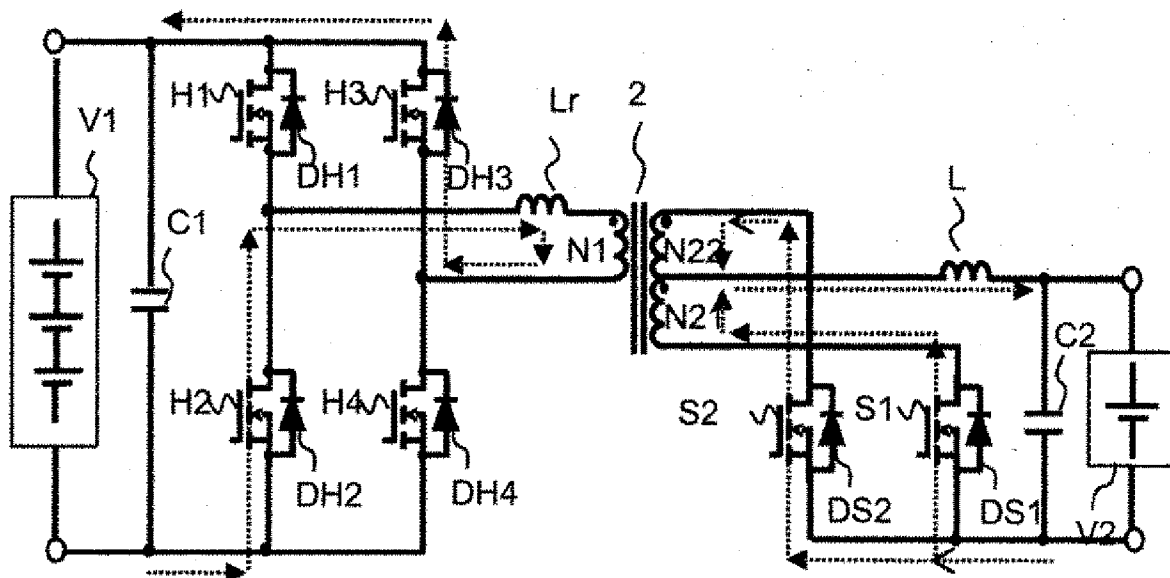
[图3(b)]

【图3(b)】



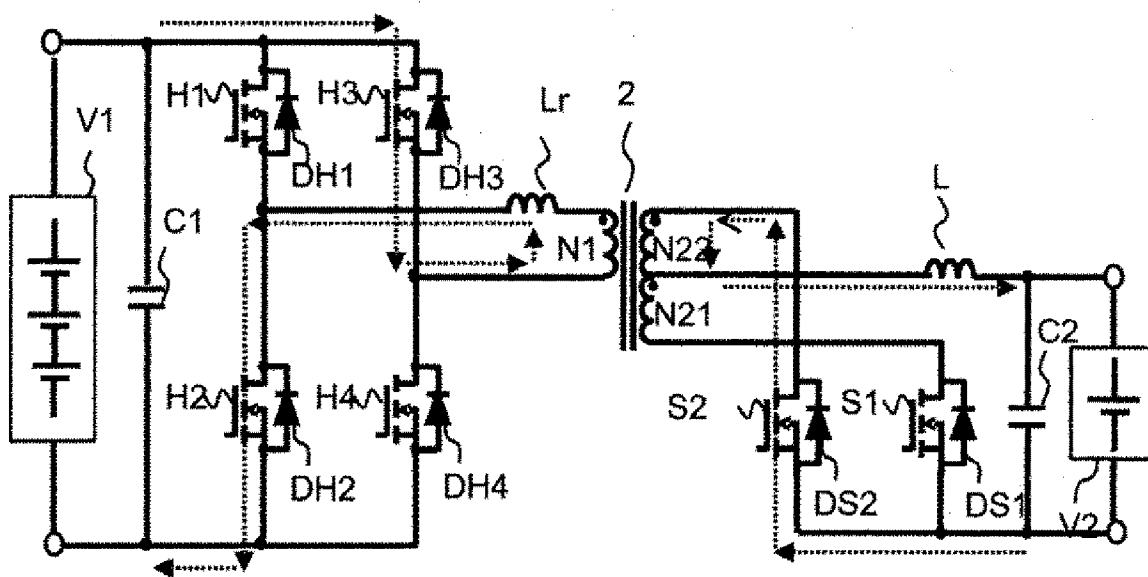
[図3(c)]

【図3(c)】



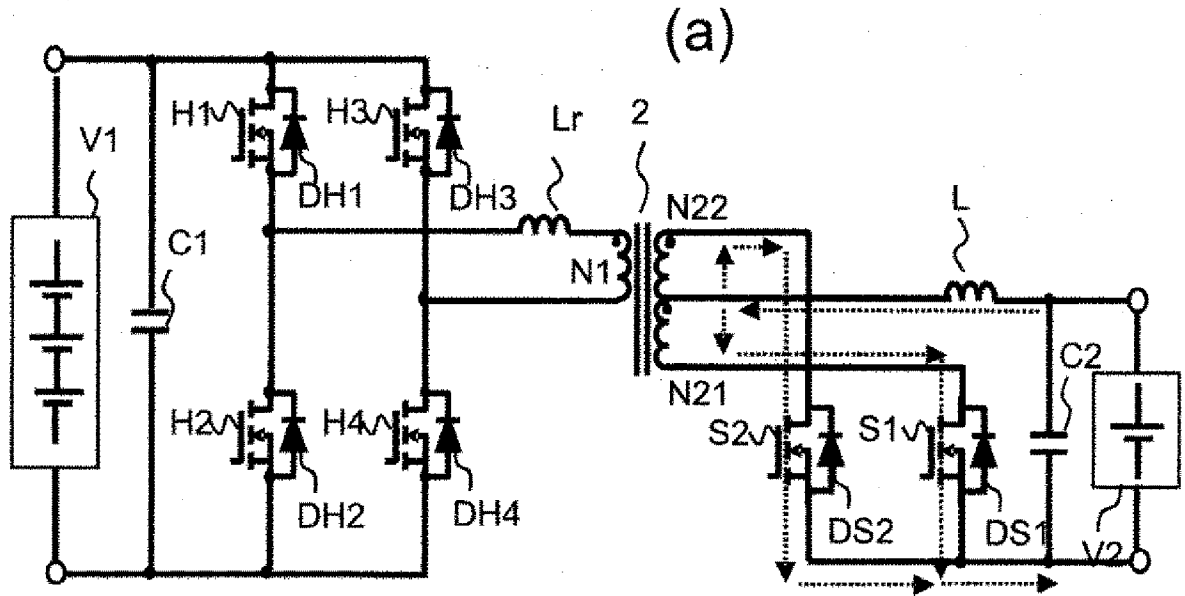
[図3(d)]

【図3(d)】



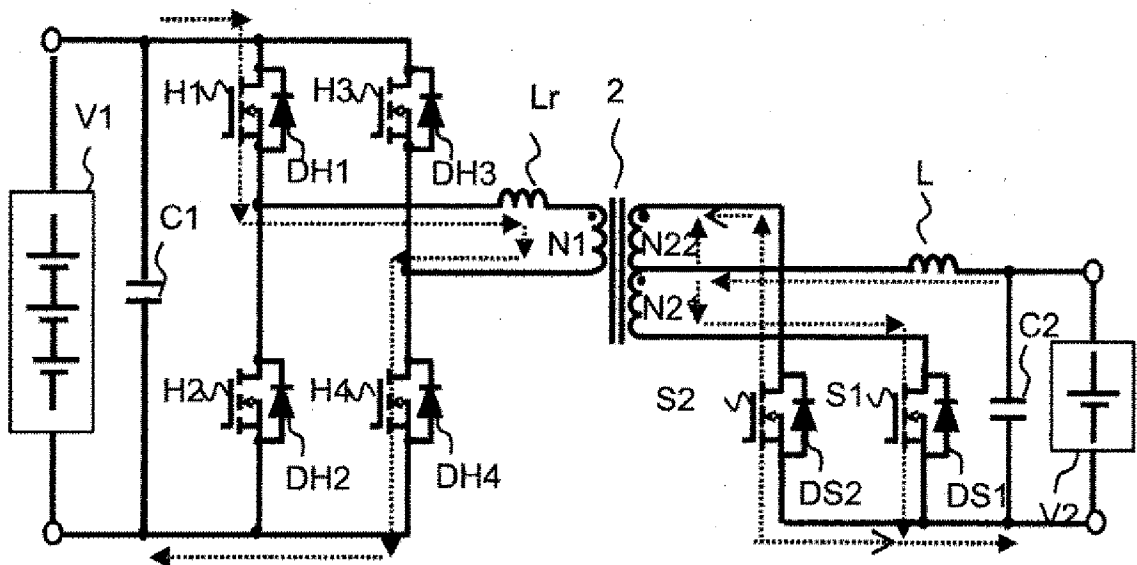
[図4(a)]

【図4(a)】



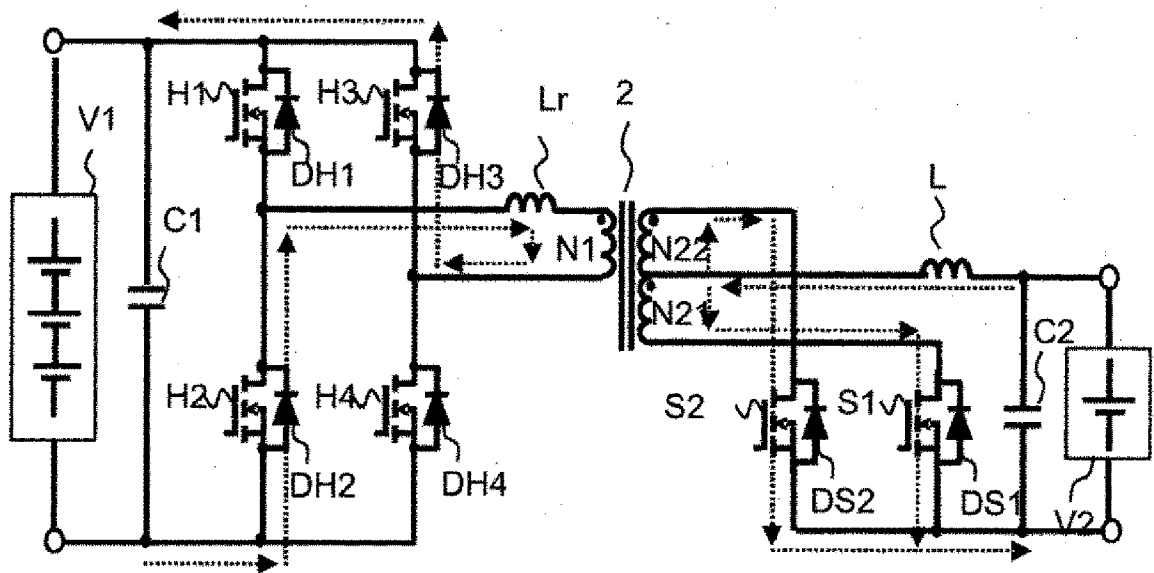
[図4(b)]

【図4(b)】



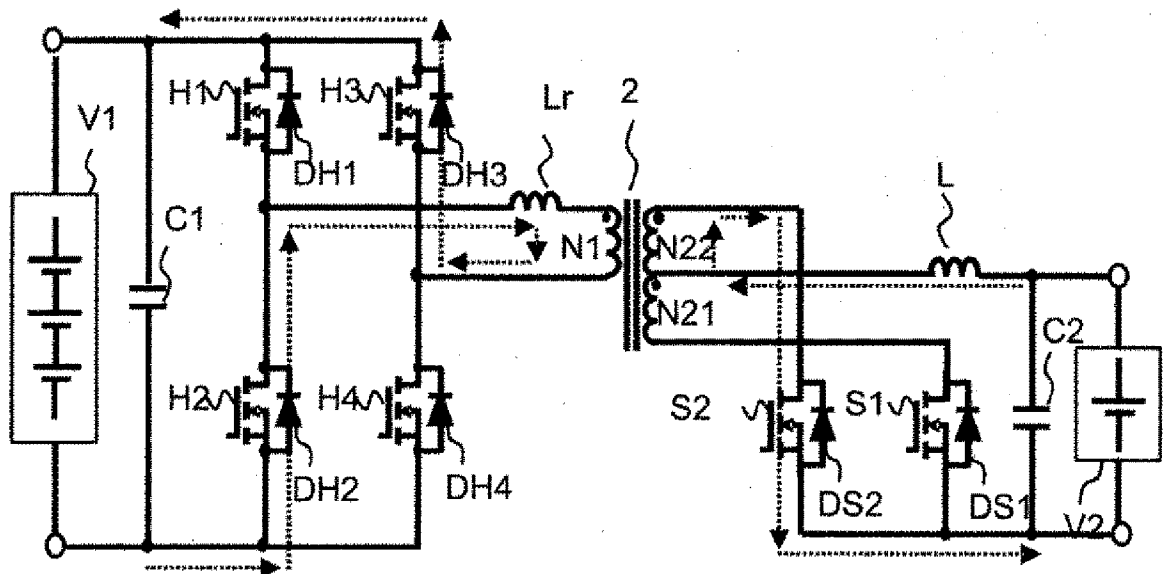
[図4(c)]

【図4(c)】



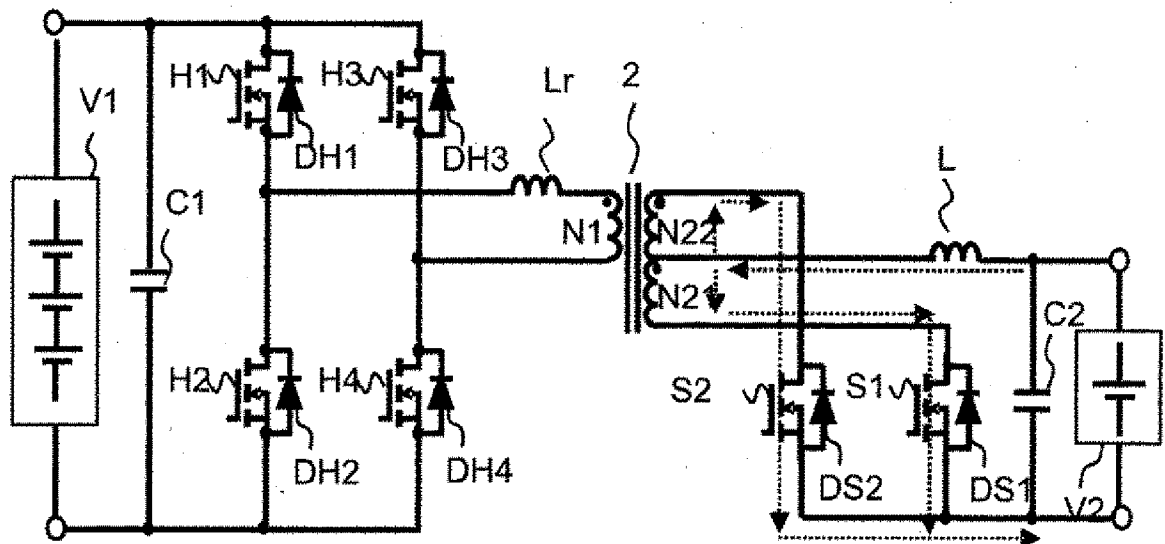
[図4(d)]

【図4(d)】



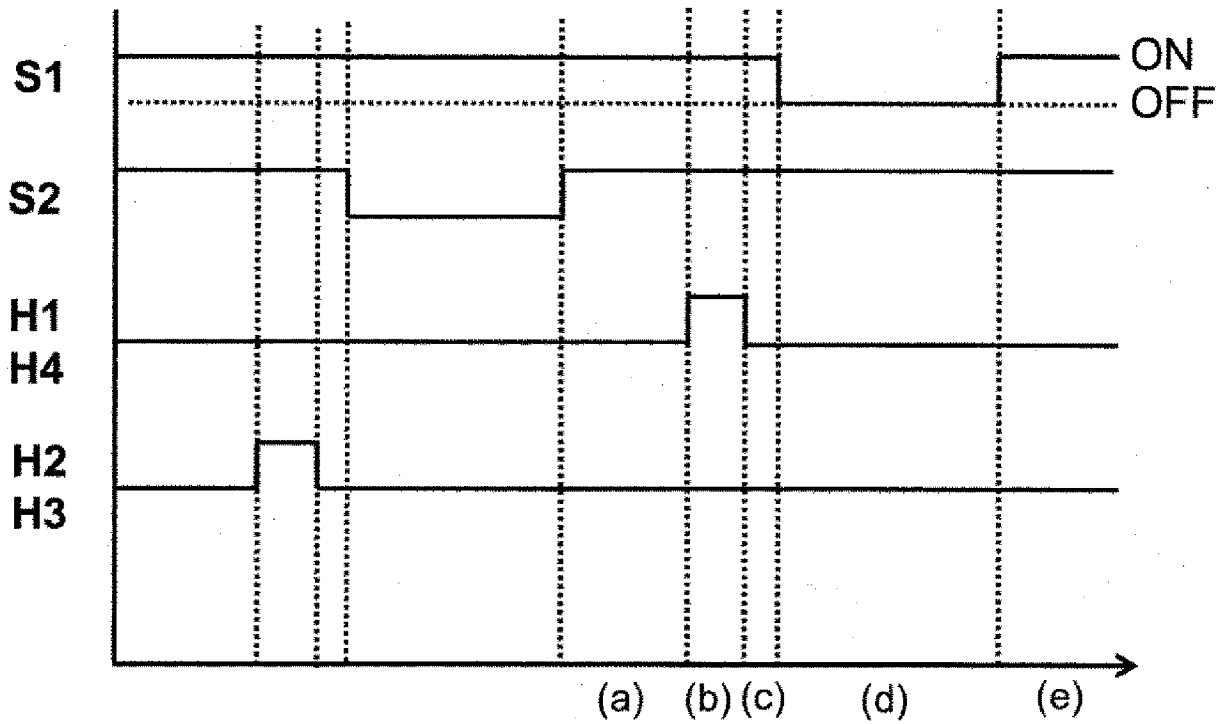
[図4(e)]

【図4(e)】



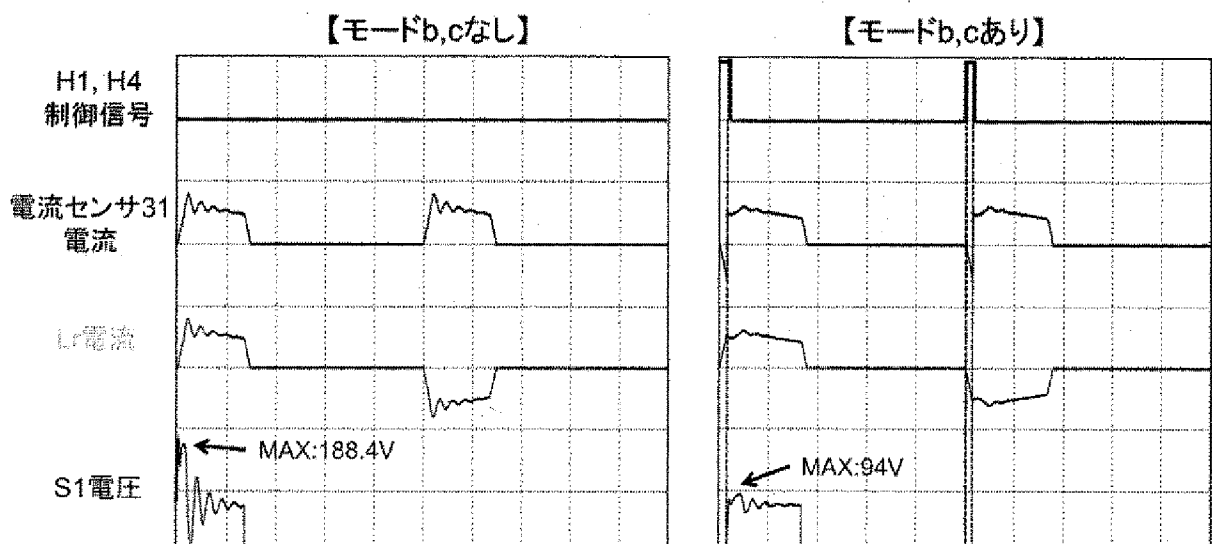
[図5]

【図5】



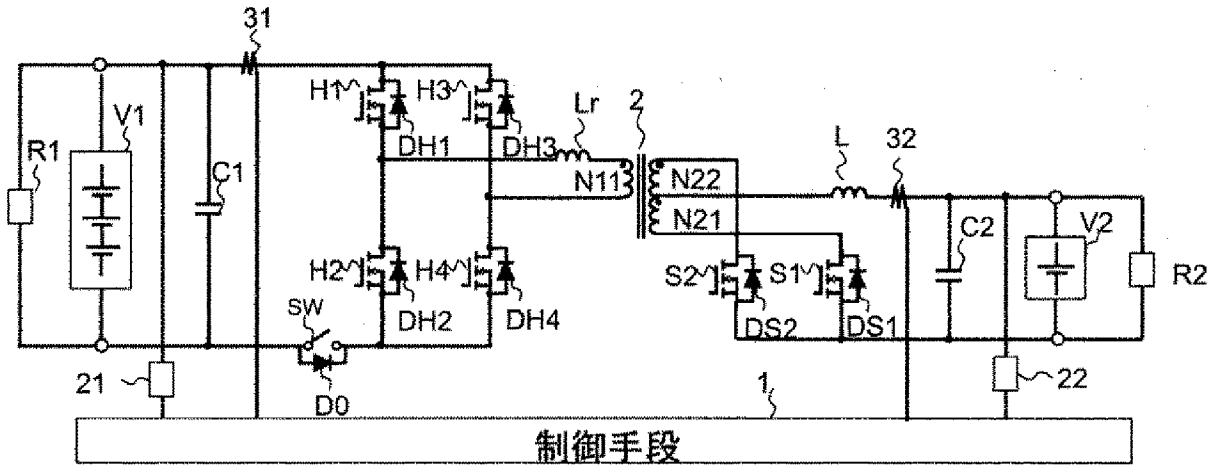
[図6]

【図6】



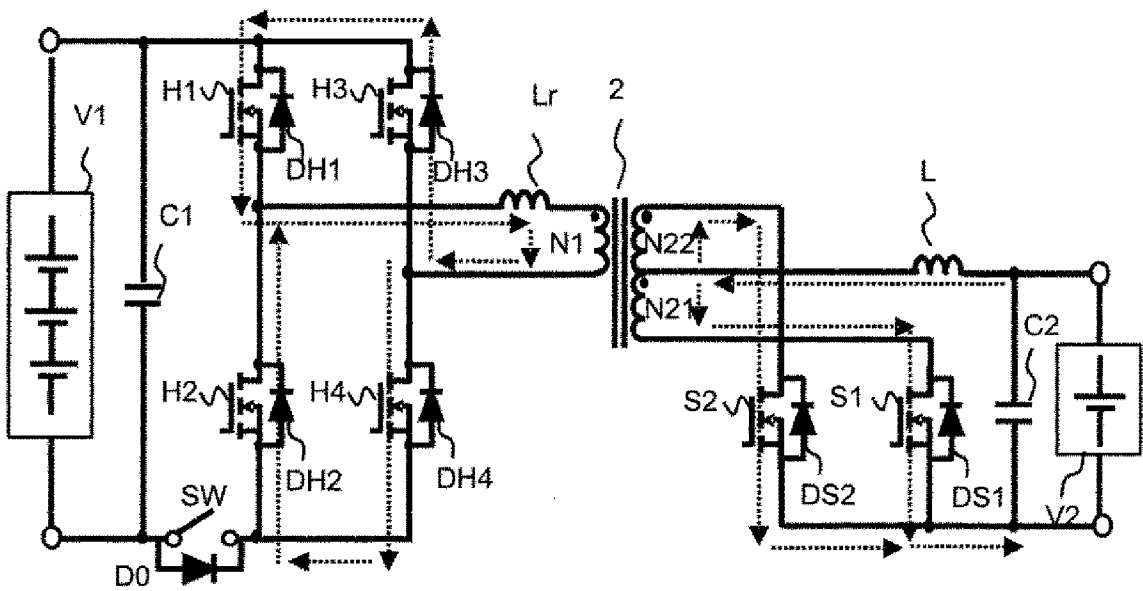
[図7]

【図7】



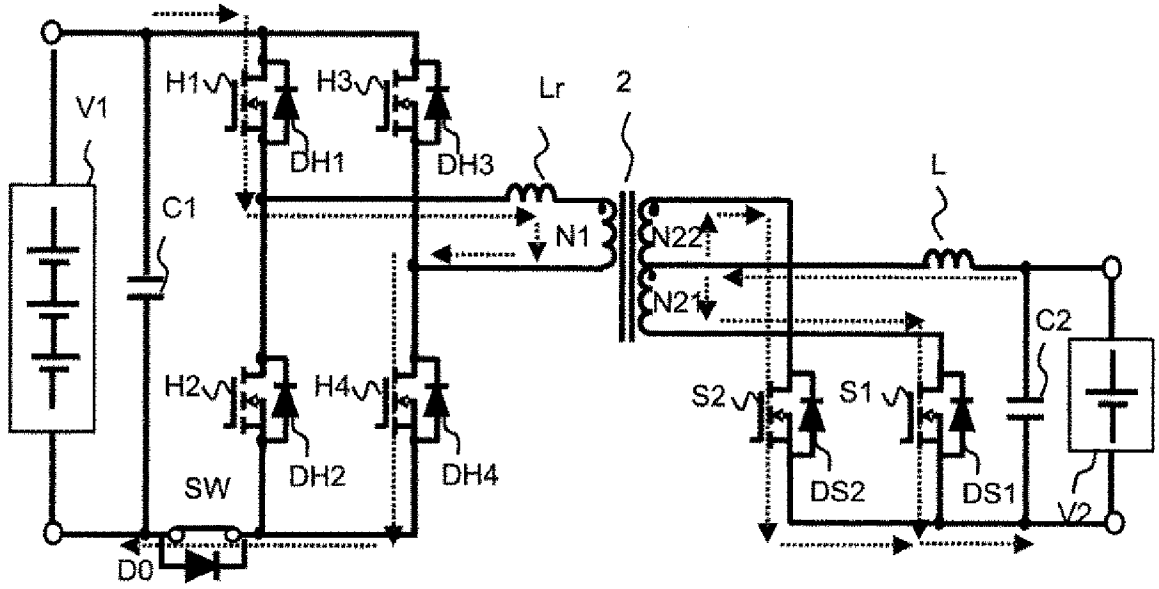
[図8(a)]

【図8(a)】



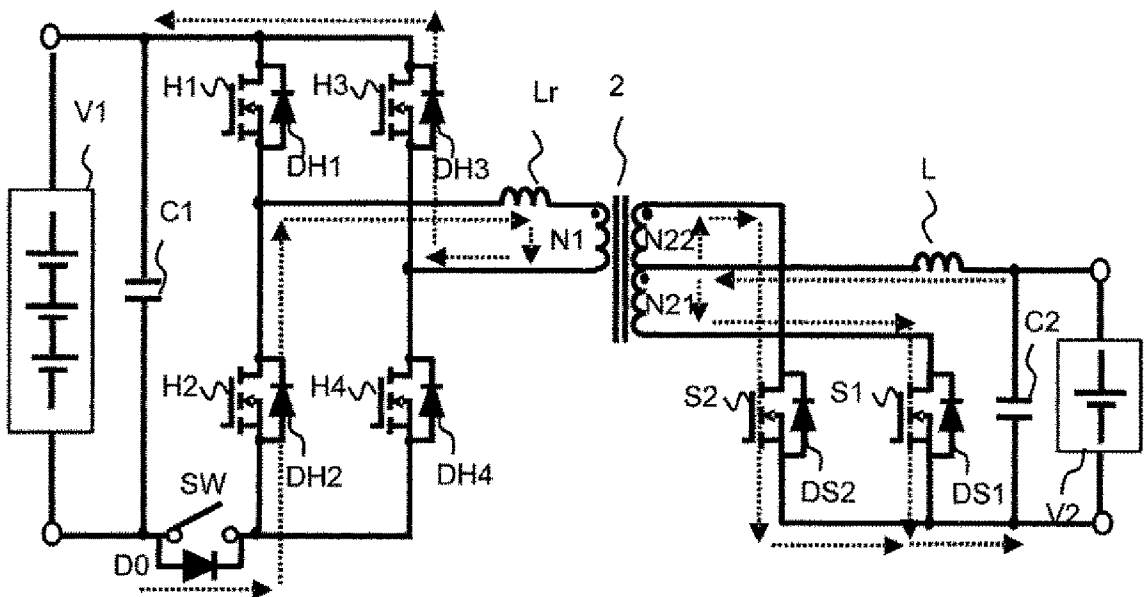
[図8(b)]

【図8(b)】



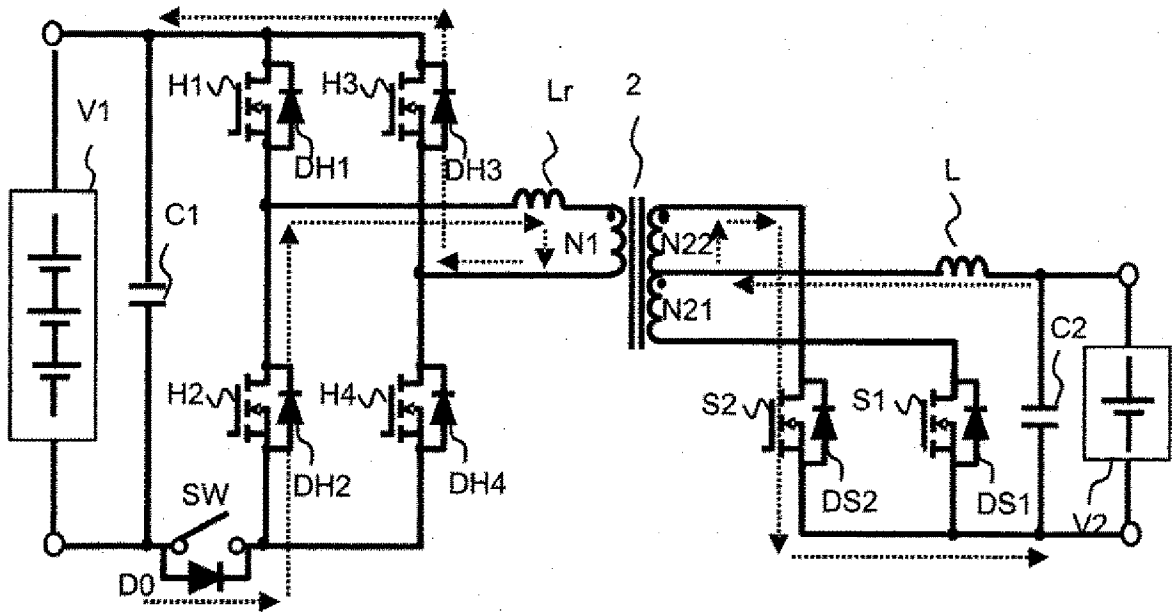
[図8(c)]

【図8(c)】



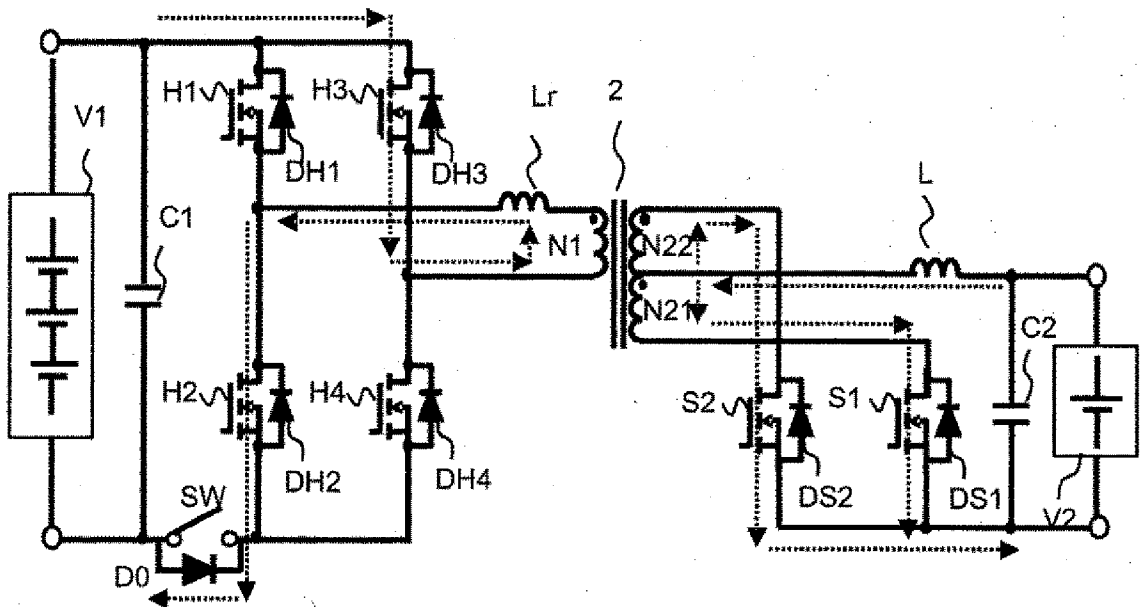
[図8(d)]

【図8(d)】



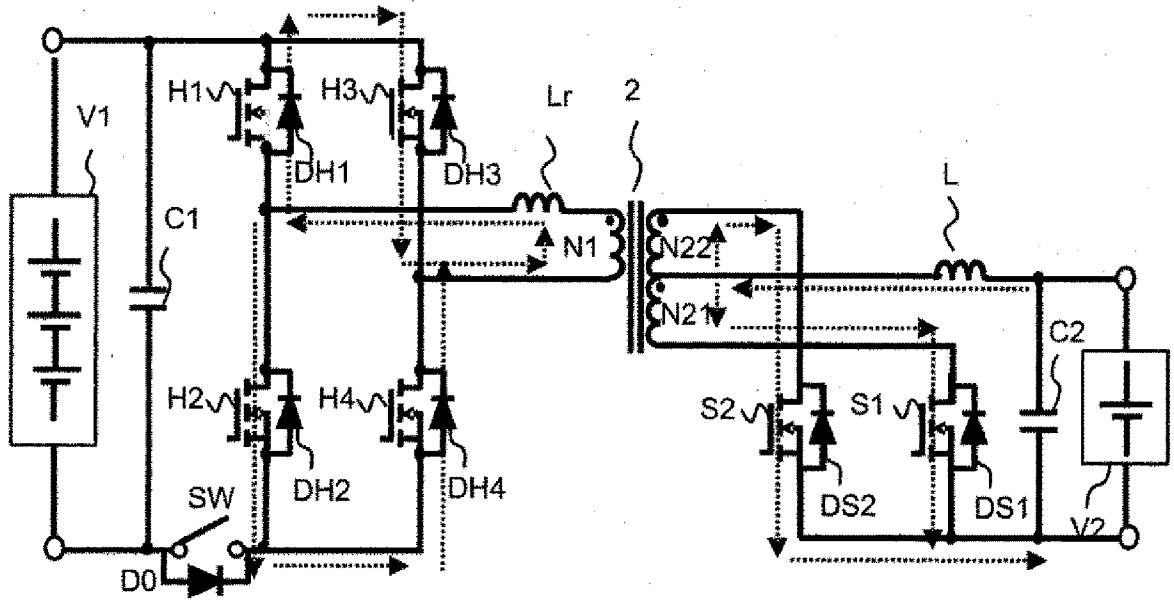
[図8(e)]

【図8(e)】



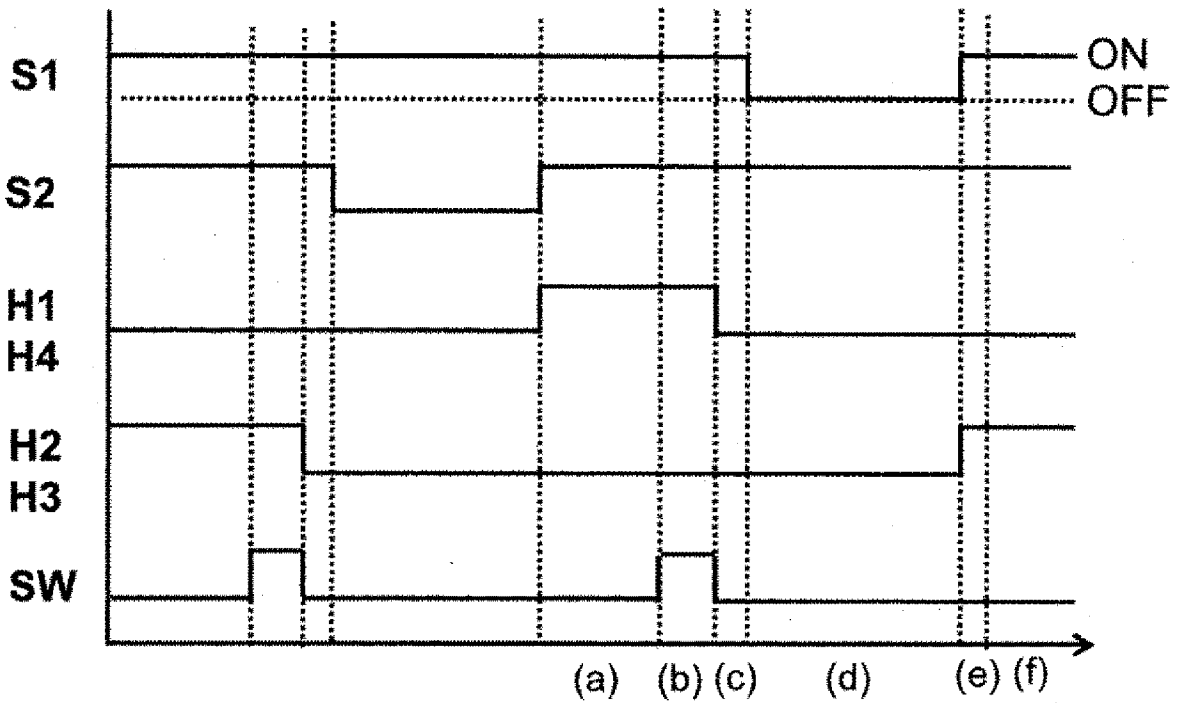
[図8(f)]

【図8(f)】



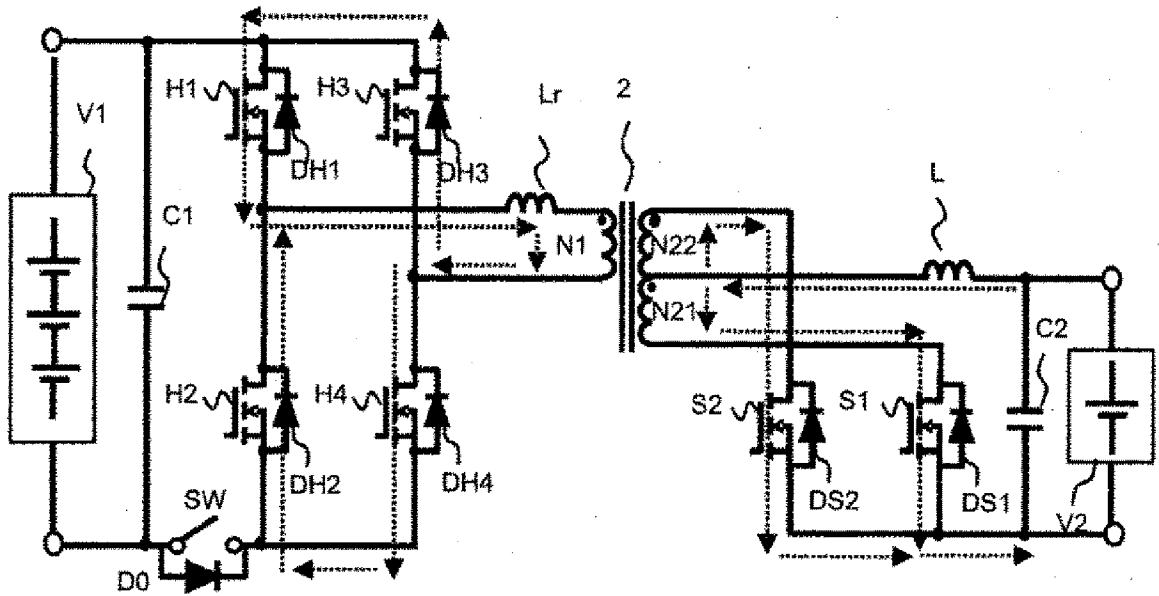
[図9]

【図9】



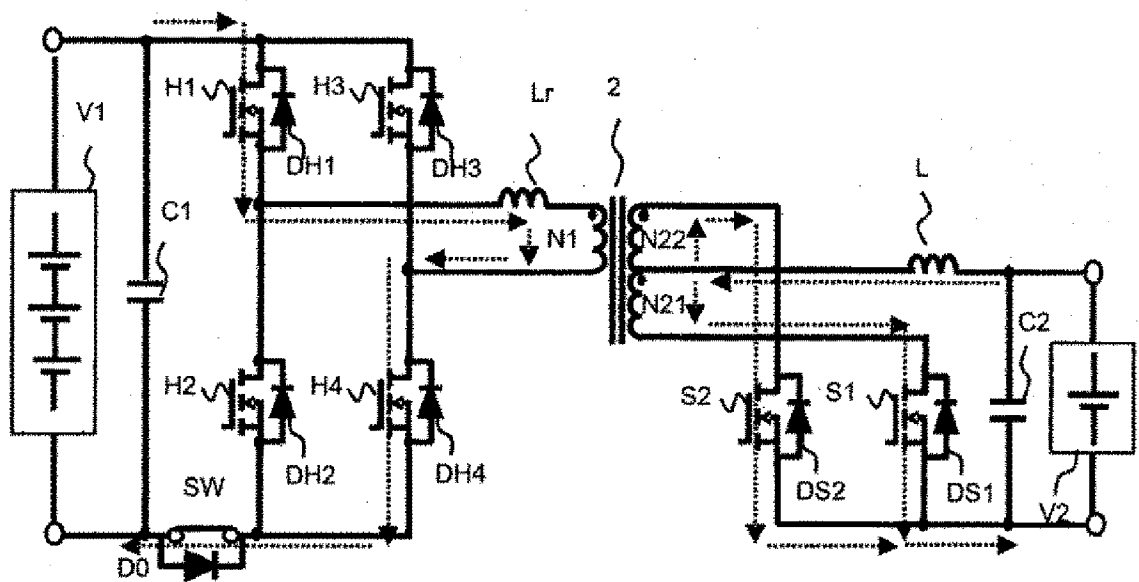
[図10(a)]

【図10(a)】



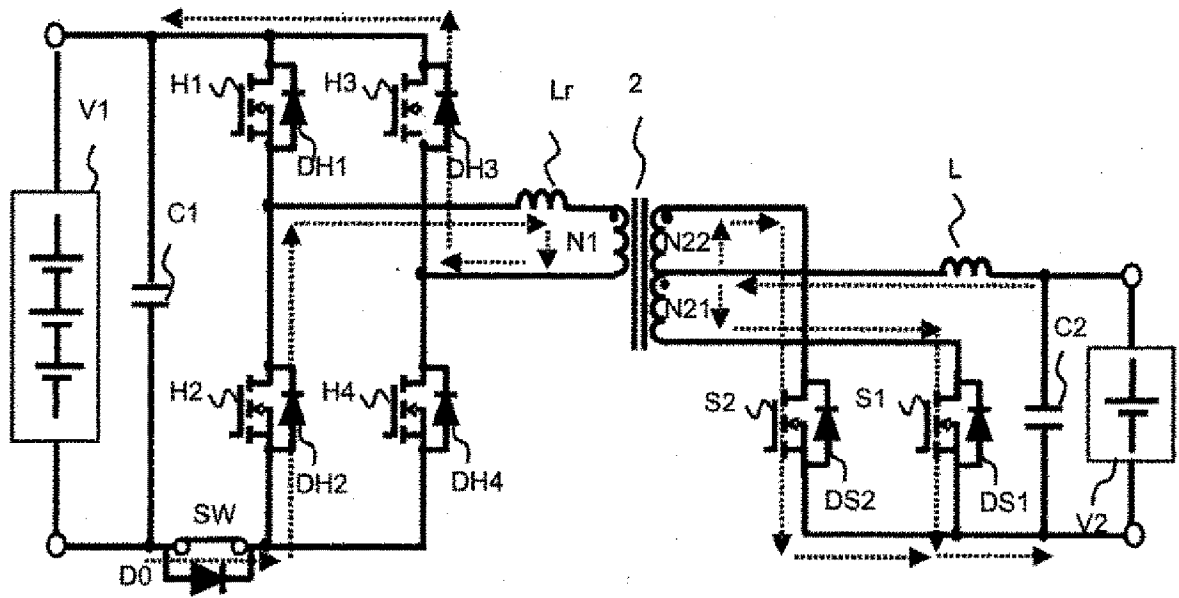
[図10(b)]

【図10(b)】



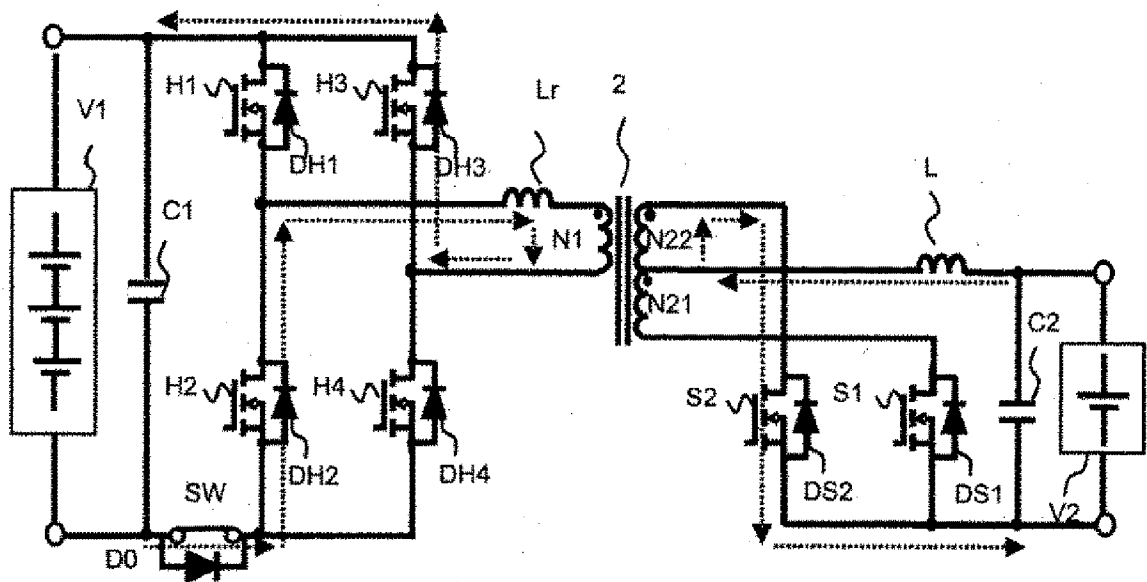
[図10(c)]

【図10(c)】



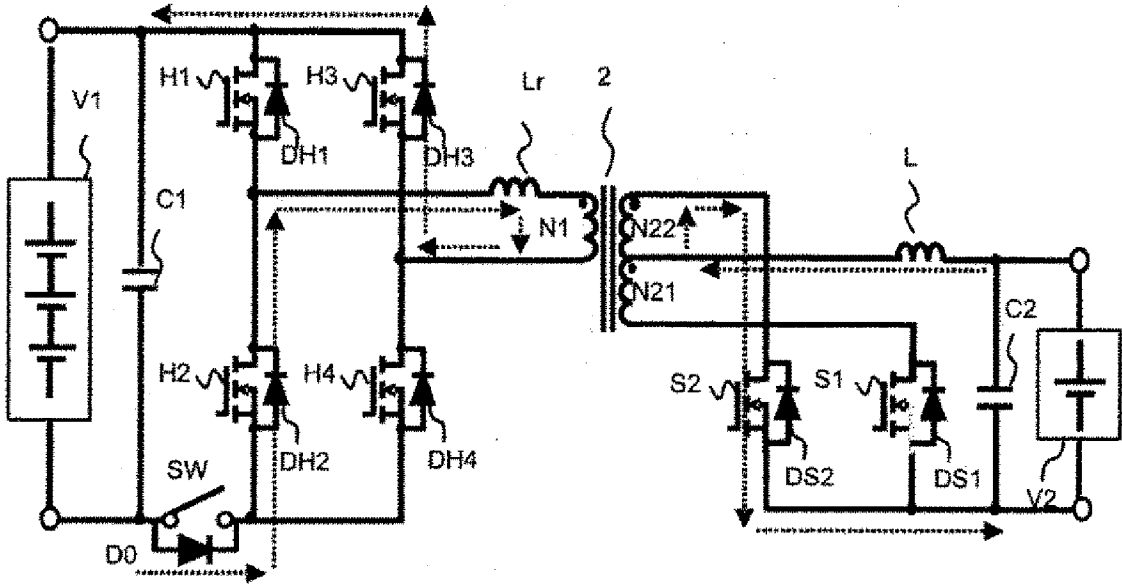
[図10(d)]

【図10(d)】



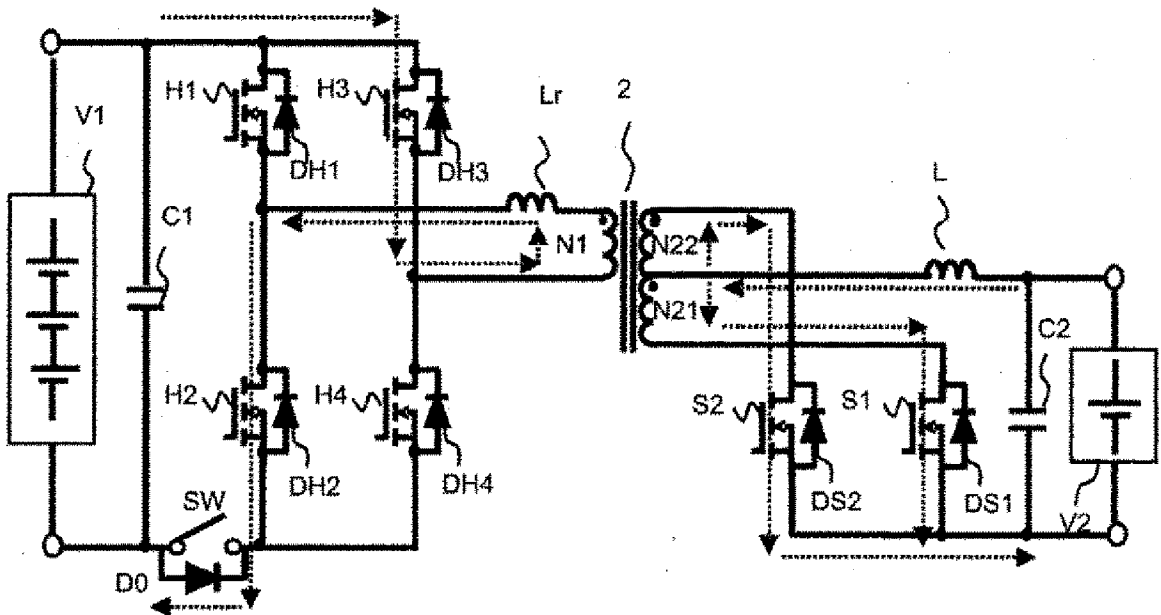
[図10(e)]

【図10(e)】



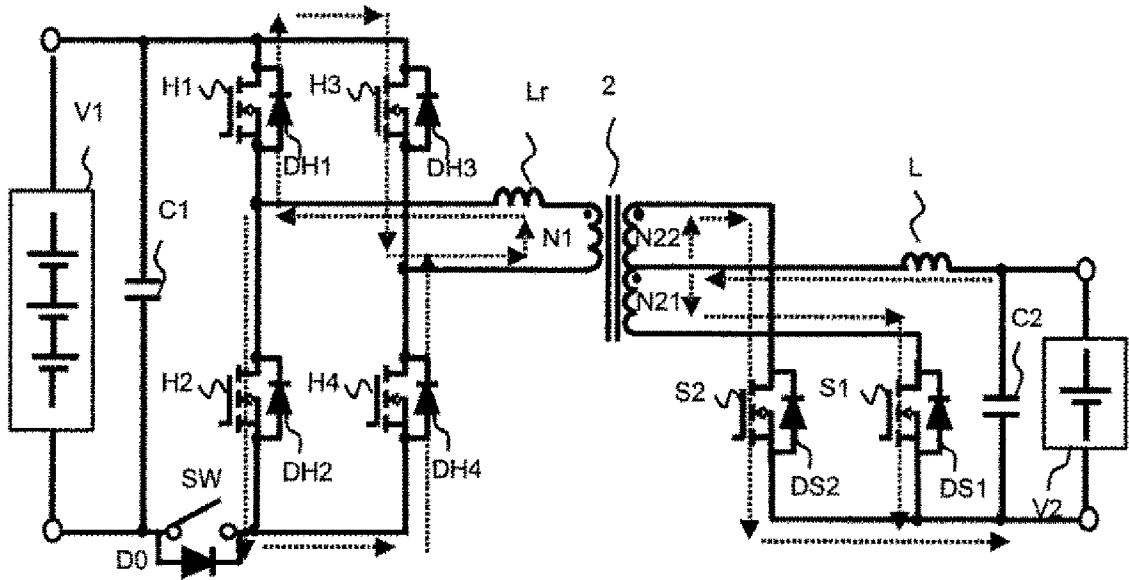
[図10(f)]

【図10(f)】



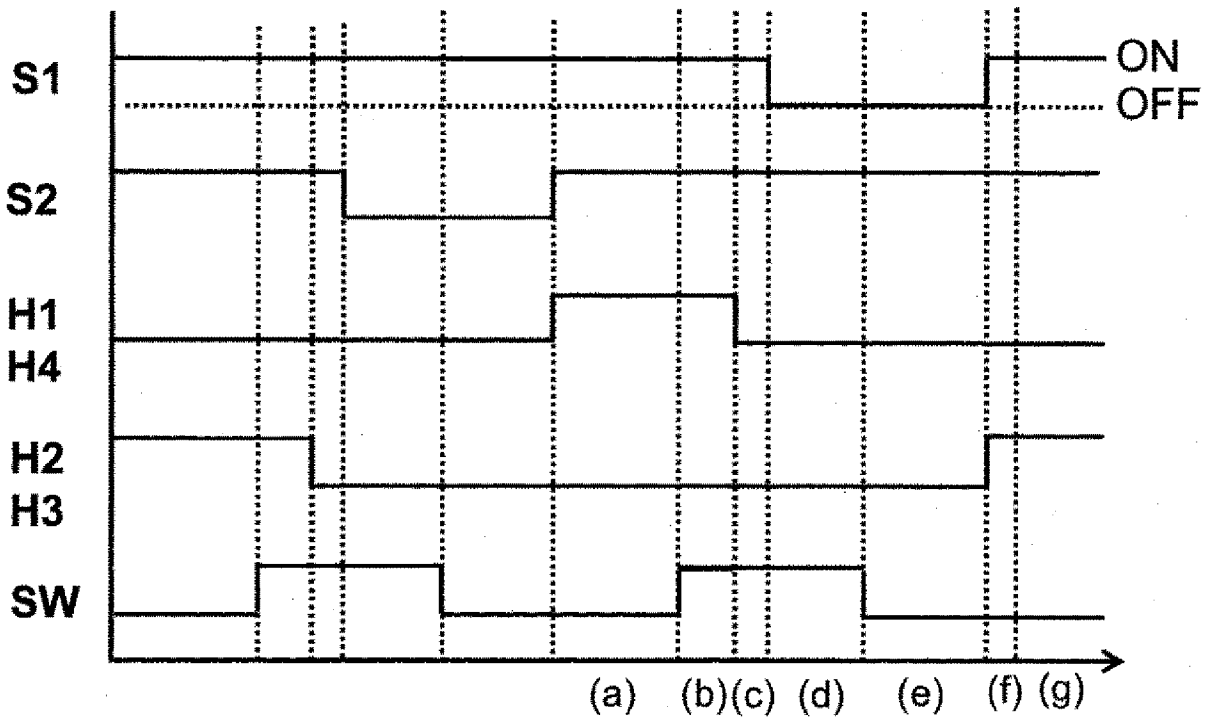
[図10(g)]

【図10(g)】



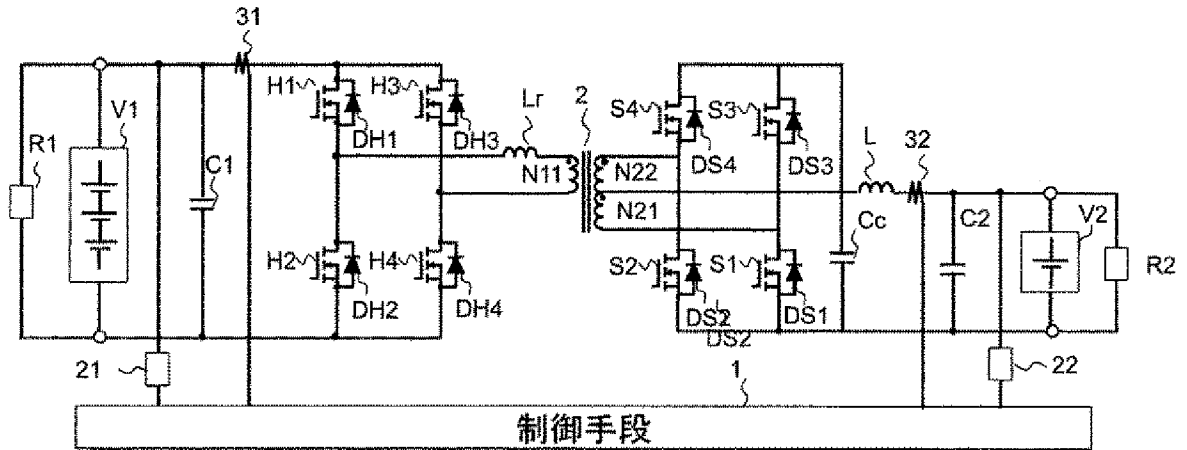
[図11]

【図11】



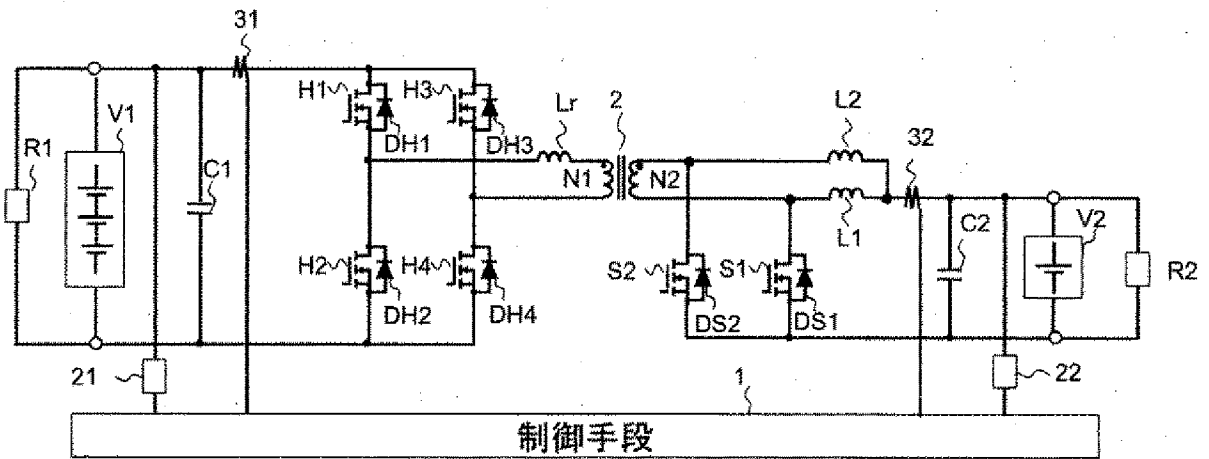
[図12]

【図12】



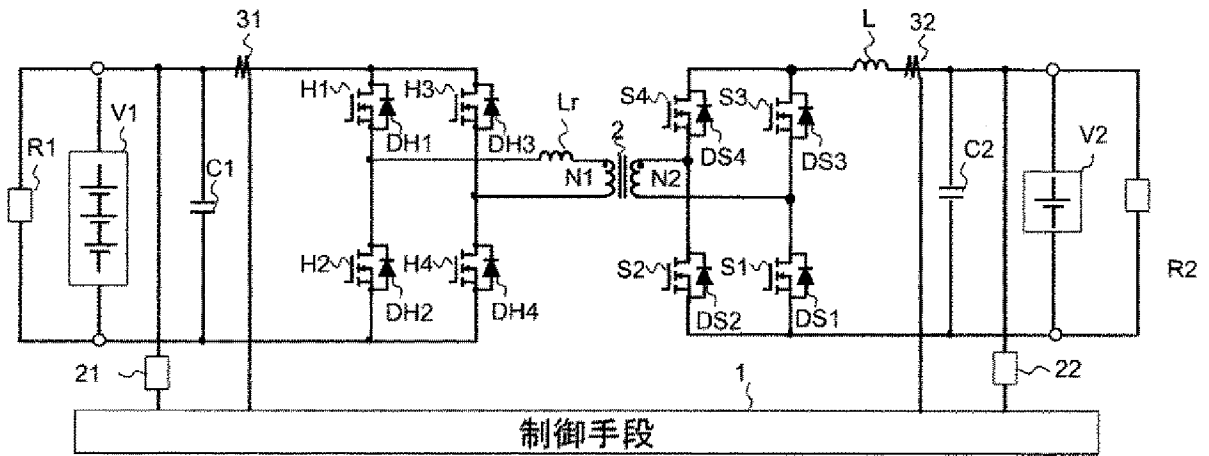
[図13]

【図13】



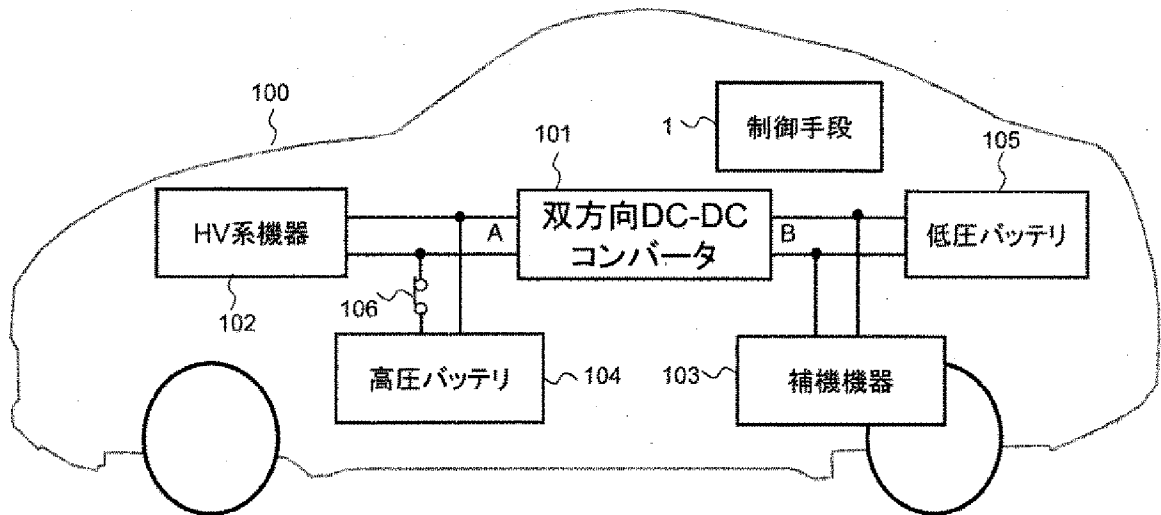
[図14]

【図14】



[図15]

【図15】



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2017/014481

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H02M3/28 (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)
H02M3/28

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	1996-2017
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2017	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2017

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.
A	JP 2013-031368 A (Hitachi Computer Peripherals Co., Ltd.), 07 February 2013 (07.02.2013), paragraphs [0047] to [0089]; fig. 2 to 4 (Family: none)	1-12
A	JP 2012-110108 A (TDK Corp.), 07 June 2012 (07.06.2012), paragraphs [0060] to [0089]; fig. 1, 5 to 11 (Family: none)	1-12
P, X P, A	JP 2016-226252 A (Sumitomo Electric Industries, Ltd.), 28 December 2016 (28.12.2016), paragraphs [0033] to [0083]; fig. 1 to 13 & WO 2016/194790 A1	1-4, 7-12 5-6

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 12 June 2017 (12.06.17)	Date of mailing of the international search report 20 June 2017 (20.06.17)
--	---

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

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H02M3/28(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. H02M3/28

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

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2017年
日本国実用新案登録公報	1996-2017年
日本国登録実用新案公報	1994-2017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
A	JP 2013-031368 A (日立コンピュータ機器株式会社) 2013.02.07, 段落 [0047] - [0089], 図2-4 (ファミリーなし)	1-12
A	JP 2012-110108 A (TDK株式会社) 2012.06.07, 段落 [0060] - [0089], 図1, 5-11 (ファミリーなし)	1-12
P, X P, A	JP 2016-226252 A (住友電気工業株式会社) 2016.12.28, 段落 [0033] - [0083], 図1-13 & WO 2016/194790 A1	1-4, 7-12 5-6

☐ 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

12.06.2017

国際調査報告の発送日

20.06.2017

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)

宮本 秀一

電話番号 03-3581-1101 内線 3526

5G

3357