

(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
2016 年 12 月 1 日(01.12.2016)



(10) 国際公開番号

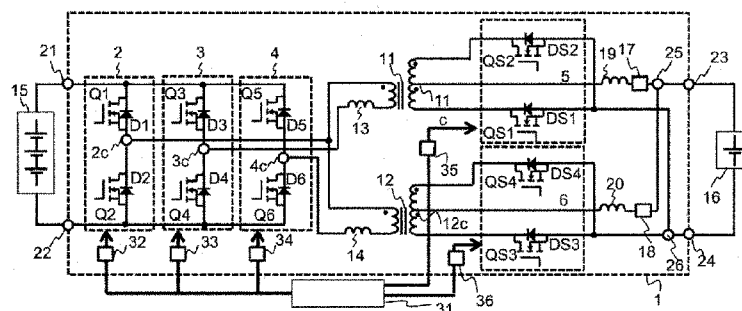
WO 2016/190031 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 3/28 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2016/063122
- (22) 国際出願日: 2016 年 4 月 27 日(27.04.2016)
- (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 2015-104119 2015 年 5 月 22 日(22.05.2015) 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 2 5 2 0 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). 嶋田 尊衛 (SHIMADA Takae); 〒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). 千田 忠彦 (CHIDA Tadahiko); 〒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). 小松 幹人 (KOMATSU Mikito); 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場 2 5 2 0 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: 井上 学, 外 (INOUE Manabu et al.); 〒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, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, 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 AND POWER SUPPLY SYSTEM USING SAME

(54) 発明の名称: 電力変換装置及びこれを用いた電源システム

【図1】



(57) Abstract: The present invention addresses the problem of providing a circuit and a control configuration, whereby cost and size of a power conversion device can be reduced, said power conversion device being configured from a plurality of switching power supply devices connected in parallel. A power conversion device of the present invention is provided with: a first low-voltage-side circuit and a first high-voltage-side circuit, which are connected to each other via a first transformer; and a second low-voltage-side circuit and a second high-voltage-side circuit, which are connected to each other via a second transformer. In the first high-voltage-side circuit and the second high-voltage-side circuit, switching timing of the first high-voltage-side circuit and that of the second high-voltage-side circuit are controlled such that, during a time when boost operations are performed, a current difference between an input current to the first low-voltage-side circuit and an input current to the second low-voltage-side circuit is smaller than a pre-determined value.

(57) 要約:

[続葉有]



WO 2016/190031 A1



本発明の課題は、並列接続された複数のスイッチング電源装置からなる電力変換装置において、電力変換装置のコストおよびサイズを削減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、第1トランスを介して接続される第1低圧側回路及び第1高圧側回路と、第2トランスを介して接続される第2低圧側回路及び第2高圧側回路と、を備え、前記第1高圧側回路及び前記第2高圧側回路は、昇圧動作時における前記第1低圧側回路への入力電流と前記第2低圧側回路への入力電流との電流差が所定の値より小さくなるように、当該第1高圧側回路及び当該第2高圧側回路のスイッチングタイミングが制御される。

明 細 書

発明の名称： 電力変換装置及びこれを用いた電源システム

技術分野

[0001] 本発明はスイッチング電源装置と、スイッチング電源装置を制御する制御回路を有した電力変換装置に関し、特に自動車に搭載される電力変換装置に関する。

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、実用化が進んでいる。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から電圧を降圧して、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。エアコンやオーディオ、自動車のコントローラー等の電気機器に電力を供給する電力変換装置には、一般にスイッチング電源装置が用いられる。また、スイッチング電源装置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スイッチング電源が求められている。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、高圧バッテリーが動作可能な状態にするために用いられることなどがある。

[0003] ここで、電力変換装置は電力を変換する際に、銅損や固定損といった損失が発生する。スイッチング電源装置において発生する銅損は、流れる電流の2乗に比例する。そのため、電力変換装置の変換効率を向上ために2つ以上のスイッチング電源装置を並列に設けられることがある。並列接続された電力変換装置を構成することで、各スイッチング電源の出力電流を半分にすることができるため、銅損が低減され、これにより電力変換装置の変換効率を大幅に向上することが可能となる。

[0004] また、一般に並列接続されるスイッチング電源装置は、スイッチング電源に搭載される素子において、素子のばらつきや配線長の違いなどにより、各

スイッチング電源間において電流のアンバランスが生じる。電流アンバランスが生じると、並列接続されているスイッチング電源のある一方に電流が集中してしまう。電流が集中してしまうと、そのスイッチング電源装置での損失が通常状態よりも大きくなり、電流や放熱の設計に対して、余裕を持ったマージン設計が必要となる。一般に、並列接続される各スイッチング電源は同じ設計値で設計されるため、電流が集中しないスイッチング電源に対してもマージンを持った設計値が必要となる。したがって、電流アンバランスが生じると、各スイッチング電源において、電流や放熱条件にマージンを持った設計値が必要となるため、並列接続されるスイッチング電源の小型化や低コスト化の妨げとなる。

[0005] そこで、電流アンバランスが生じた場合に、複数の並列接続されたスイッチング電源装置の各々のスイッチング素子を独立に制御する手法がある。電流アンバランスが生じたときに、その電流アンバランス量を検出し、それぞれのスイッチング電源装置を独立に制御することで、その電流アンバランス差を抑制する制御を行う。この制御方法により、電流アンバランスが起きた場合に、電流アンバランス量が小さくなるように制御されるため、並列スイッチング電源装置の電流アンバランスが改善される。特に昇圧時におけるこのような制御が行われる電力変換装置として例えば特開 2010-124671 号公報（特許文献 1）が知られている。

先行技術文献

特許文献

[0006] 特許文献 1：特開 2010-124671 号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0007] ところで、上述の電力変換装置は、昇圧動作時の電流アンバランスを抑制するために、各スイッチング電源の低圧側のスイッチング素子をそれぞれ制御する構成となっている。しかしながら、特許文献 1 においては、前記構成

をとるため、次のような問題がある。つまり、並列接続されたスイッチング電源装置の低圧側素子それぞれを制御するため、低圧側素子を駆動する駆動回路も並列数に応じて増加してしまい、電力変換装置のコストおよびサイズが大きくなってしまう。

[0008] 本発明の目的は、このような問題に鑑み、並列接続された複数のスイッチング電源装置からなる電力変換装置において、電力変換装置のコストおよびサイズを削減できる回路構成と、前記回路構成において、電流アンバランスを抑制できる新規な制御手法が備わった電力変換装置およびこれを備えた自動車を提供することにある。

課題を解決するための手段

[0009] 本発明の電力変換装置は、第1トランスを介して接続される第1低圧側回路及び第1高圧側回路と、第2トランスを介して接続される第2低圧側回路及び第2高圧側回路と、を備え、前記第1高圧側回路及び前記第2高圧側回路は、昇圧動作時における前記第1低圧側回路への入力電流と前記第2低圧側回路への入力電流との電流差が所定の値より小さくなるように、当該第1高圧側回路及び当該第2高圧側回路のスイッチングタイミングが制御される。そして、より好ましくは、前記第1低圧側回路又は前記第2低圧側回路のうち少なくともいずれか一方にスイッチング素子の駆動信号を出力するドライバ回路を備える。

発明の効果

[0010] 本発明によれば、電力変換装置のコストとサイズを削減しながら、並列接続された電源装置の電流アンバランスを抑制することができる。

図面の簡単な説明

[0011] [図1]実施例1における電力変換装置の回路構成を示す図である。

[図2]実施例1における低圧回路を変更した電力変換装置の回路構成を示す図である。

[図3]実施例1における電力変換装置のゲート信号波形である。

[図4]実施例1の電力変換装置におけるT_{off}期間における動作状態を示す

図である。

[図5]実施例2における電力変換装置の回路構成を示す図である。

[図6]実施例2における電力変換装置のゲート信号波形である。

[図7]実施例3における電力変換装置の回路構成を示す図である。

[図8]実施例3における電力変換装置のゲート信号波形である。

[図9]実施例4における自動車に搭載される部品の構成図である。

[図10(a)]実施例4(a)における電力のフローを示す図である。

[図10(b)]実施例4(b)における電力のフローを示す図である。

[図10(c)]実施例4(c)における電力のフローを示す図である。

発明を実施するための形態

[0012] 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、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。

[0013] (第1の実施形態)

図1は、第1の実施形態における電力変換装置の構成図である。本実施形態における電力変換装置はスイッチング電源装置1で構成される。スイッチング電源装置1は、第一のトランス11及び第二のトランス12と、トランスの低圧側に接続される低圧側回路と、トランスの高圧側に接続される高圧側回路と、を有する。

[0014] スwitchング電源装置1の高圧端子21は、高圧バッテリー15の正極に接続される。スイッチング電源装置1の高圧端子22は、高圧バッテリー15の負極に接続される。なお、高圧バッテリー15と並列に平滑用のコンデンサを挿入しても良く、高圧バッテリー15の他に高圧用負荷が並列に接続されていても良い。

[0015] スwitchング電源装置1の高圧端子21と高圧端子22との間には、共通スイッチングレグ2と、第一のスイッチングレグ3と、第二のスイッチ

ングレグ4と、が並列に接続される。高圧端子21には、共通スイッチングレグ2の一方の端子と、第一のスイッチングレグ3の一方の端子と、第二のスイッチングレグ4の一方の端子と、が接続される。高圧端子22には、共通スイッチングレグ2の他方の端子と、第一のスイッチングレグ3の他方の端子と、第二のスイッチングレグ4の他方の端子と、が接続されている。

[0016] 共通スイッチングレグ2は、2直列に接続されたMOSFET Q1、Q2と、MOSFET内のボディダイオードもしくは外付けのダイオードD1、D2と、を有する。第一のスイッチングレグ3は、2直列に接続されたMOSFET Q3、Q4と、MOSFET内のボディダイオードもしくは外付けのダイオードD3、D4と、を有する。第二のスイッチングレグ4は、2直列に接続されたMOSFET Q5、Q6と、MOSFET内のボディダイオードもしくは外付けのダイオードD5、D6と、を有する。なお、本実施例ではMOSFETを使用しているが、IGBTなどのスイッチング素子を用いても良い。

[0017] 共通スイッチングレグ2の midpoint 2cは、第一のトランス11の一次巻線の一方の端子と、第二のトランス12の一次巻線の一方の端子に接続される。第一のスイッチングレグ3の midpoint 3cは、第一のトランス11の一次巻線の他方の端子に接続される。第二のスイッチングレグ4の midpoint 4cは、第二のトランス12の一次巻線の他方の端子に接続される。

[0018] 第一のトランス11は、第一の低圧回路5に接続される。第一の低圧回路5は、スイッチング素子QS1、QS2とダイオードDS1、DS2からなる。第一の低圧回路5は、並列回路接続端子26に接続される。第一のトランス11の midpoint 11cは、平滑インダクタ19の一方の端子に接続される。平滑インダクタ19の他方の端子は電流を検値する電流検出器17の一方の端子に接続される。電流検出器17の他方の端子は並列接続端子25に接続される。

[0019] 第二のトランス12は、第二の低圧回路6に接続される。第二の低圧回路

6は、スイッチング素子QS3、QS4とダイオードDS3、DS4からなる。第二の低圧回路6は、並列回路接続端子26に接続される。第二のトランス12の midpoint 12cは平滑インダクタ20の一方の端子に接続される。平滑インダクタ20の他方の端子は、電流を検値する電流検出器18の一方の端子に接続される。電流検出器18の他方の端子は並列接続端子25に接続される。

[0020] スwitching電源装置1の低圧端子23は、低圧バッテリー16の正極に接続される。スイッチング電源装置1の低圧端子24は、低圧バッテリー16の負極に接続される。なお、低圧バッテリー16と並列に平滑用のコンデンサを挿入しても良く、低圧バッテリー16の他に低圧用の負荷が並列に接続されていても良い。また、低圧回路5、6には、インダクタとキャパシタなどで構成される平滑回路が挿入されていても良い。

[0021] 本実施形態の電力変換装置は、制御回路31を備える。制御回路31は、共通スイッチングレグ2と、第一のスイッチングレグ3と、第二のスイッチングレグ4と、第一の低圧回路5と、第二の低圧回路6の動作を制御する。制御回路31より出される各制御信号は、共通スイッチングレグのドライブ回路32と、高圧回路のドライブ回路33、34と、低圧回路のドライブ回路35、36に入力され、各スイッチング素子を駆動できる電力に変換される。

[0022] なお、図1で説明した本実施形態では、第一のトランス11および第二のトランス12はセンタータップ方式を採用しているが、カレントダブル方式やその他の方式を使用しても良い。また、第一の低圧回路と第二の低圧回路は、図1のような昇圧回路に限らず、図2のようなブリッジ回路を用いて昇圧しても良い。また、スイッチング電源装置1は、電流を検値する電流検出器17は並列接続端子25と第一のトランス11の midpoint 11cの間に接続されているが、並列回路の電流量が検出できるところであれば良く、電流を検値する電流検出器18は並列接続端子26と第一のトランス12の midpoint 12cの間に接続されているが、並列回路の電流量が検出できるところであれば良

い。また、第一のトランス 11 と第二のトランス 12 の巻き数比は互いに等しければ、巻数が異なっても良い。

[0023] 制御回路 31 は、電流検出器 17, 18 で検出した電流を監視している。制御回路 31 は、検出した電流量に基づいて、スイッチング電源装置 1 の共通スイッチングレグ 2 と、第一のスイッチングレグ 3 と、第二のスイッチングレグ 4 と第一の低圧回路 5 と、第二の低圧回路 6 の動作を制御する。ここで、スイッチング電源装置 1 の電流検出器 17 で検出した電流を I_{o1} とし、スイッチング電源装置 1 の電流検出器 18 で検出した電流を I_{o2} と定義する。

[0024] 以下では、スイッチング電源装置 1 において、素子バラツキなどにより電流検出器 17 で検出した電流を I_{o1} が電流検出器 18 で検出した電流を I_{o2} より大きい場合 ($I_{o1} > I_{o2}$) とする。電流検出器 17 で検出した電流を I_{o1} が電流検出器 18 で検出した電流を I_{o2} より小さい場合 ($I_{o2} > I_{o1}$) は対称動作となる。

[0025] 図 3 は、電流検出器 17 で検出した電流を I_{o1} が電流検出器 18 で検出した電流を I_{o2} より大きい場合 ($I_{o1} > I_{o2}$) におけるスイッチング電源装置のゲート信号波形を示す図である。

[0026] 昇圧動作において、制御回路 31 は、第一のトランス 11 に印加する電圧と第二のトランス 12 に印加する電圧を制御するため、第一の低圧回路 5 と、第二の低圧回路のゲート信号を制御する。共通スイッチングレグ 2 と、第一のスイッチングレグ 3 と、第二のスイッチングレグ 4 は、第一のトランス 11 に印加する電圧と第二のトランス 12 に印加する電圧を高圧バッテリへ送るため、整流動作を行う。この際、共通スイッチングレグ 2 の MOSFET Q1 と第一のスイッチングレグ 3 の MOSFET Q4 のゲート信号を OFF する時間に対し、第二のスイッチングレグ 4 の MOSFET Q6 を OFF する時間を T_{off} だけ遅らせる。この T_{off} の値は、電流検出器 17 で検出した電流を I_{o1} と電流検出器 18 で検出した電流を I_{o2} の差分を用いて、電流検出器 17 で検出した電流を I_{o1} と電流検

出器 18 で検出した電流を 102 が前記 2 つの電流の平均値となるように制御回路 31 で演算される。

[0027] 図 4 は、T o f f 期間中におけるスイッチング電源装置 1 の動作状態を示す図である。M O S F E T Q 1 と M O S F E T Q 4 のゲート信号を O F F してから、M O S F E T Q 6 を O F F するまでの時間中は、M O S F E T Q S 1 が O F F であり、Q S 2 が O F F である。また、M O S F E T Q 1 が O F F であり、Q 2 が O N であり、Q 3 が O N であり、Q 4 が O F F であり、Q 5 が O F F であり、Q 6 が O N である。

[0028] 第一の低圧回路 5 により、第一のトランス 11 には第一のトランス 11 の中点 11 c から M O S F E T Q S 2 の方向に電流が流れる。この電流はトランス 11 を通して、巻き数比に応じた電流量が高圧側に流れる。高圧側では共通スイッチングレグ 2 における M O S F E T Q 1 が O F F であり、Q 2 が O N であり、第一のスイッチングレグ 3 における M O S F E T Q 3 が O N であり、Q 4 が O F F であるため、電流は、高圧端子 22 から、M O S F E T Q 2、共通スイッチングレグ 2 の中点 2 c、第一のトランス 11、インダクタ 13、第一のスイッチングレグ 3 の中点 3 c、M O S F E T Q 3、高圧端子 21 の順に流れる電流ループを形成する。このとき、前記ループを通るため、第一のトランス 11 に印加された電圧が高圧バッテリー 15 に印加される。インダクタ 13 には、高圧バッテリーの電圧と、第一のトランス 11 の巻き数比に応じた低圧バッテリーの電圧と、の差分が印加される状態となる。この値は零に近い値となる。なお、この状態では M O S F E T Q 2 または Q 3 は O F F 状態でも良い。その場合は、前記共通スイッチングレグ 2 と第一のスイッチングレグ 3 を通る電流は、M O S F E T Q 2 のボディダイオード D 2 または M O S F E T Q 3 のボディダイオード D 3 を通る。

[0029] 一方、第二の低圧回路 6 により、第二のトランス 12 には第二のトランス 12 の中点 12 c から M O S F E T Q S 4 の方向に電流が流れる。この電流はトランス 12 を通して、巻き数比に応じた電流量が高圧側に流れる。高

圧側では、共通スイッチングレグ2におけるMOSFET Q1がOFFであり、Q2がONであり、Q5がOFFであり、Q6がONであるため、電流は、高圧端子22から、MOSFET Q2、共通スイッチングレグ2の midpoint 2c、第二のトランス12、インダクタ14、第二のスイッチングレグ4の midpoint 4c、MOSFET Q6、高圧端子21の順に流れる電流ループを形成する。なお、この状態ではMOSFET Q2はOFF状態でも良い。その場合は、前記共通スイッチングレグ2を通る電流は、MOSFET Q2のボディダイオードD2を通る。

[0030] このとき、前記ループのように、第二のトランス12に印加された電圧は、高圧バッテリー15に印加されないため、インダクタ14には、第一のトランス11の巻数比に応じた低圧バッテリーの電圧が印加される状態となる。すなわちToff期間中は、第二のトランス12の両端子が電氣的に短絡された状態となっている。当該第二のトランス12を流れる電流は、高圧バッテリー15に流れずに循環する。そのため、Toff期間中は、インダクタ14の(1)式に記載する特性により流れる電流量が急激に増加していく。(1)式は、インダクタに流れる電流と電圧の関係式である。 V_L がインダクタに印加される電圧、 L_r がインダクタンス、 di/dt はインダクタに流れる電流量の傾きである。

[0031] [数1]

$$V_L = L_r \times \frac{di}{dt} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (1)$$

[0032] (1)式より、インダクタ14に電圧が印加されている間は、インダクタ14の特性により、流れる電流量が上昇していく。つまり、この電流上昇時間を制御することで、流れる電流量を制御することが可能となる。よって、Toff時間を制御することで、スイッチング電源装置における各並列回路の電流量を制御することが可能となる。

- [0033] 本実施形態に係る電力変換装置は、共通スイッチングレグ2と第一のスイッチングレグ3が第一の高圧回路を構成し、共通スイッチングレグ2と第二のスイッチングレグ4が第二の高圧回路を構成している。このように、本実施形態に係る電力変換装置は、第一のトランス11を介して接続される第一の低圧回路5及び第一の高圧回路と、第二のトランス12を介して接続される第二の低圧回路6及び第二の高圧回路と、を備える。そして、前記第一の高圧回路及び前記第二の高圧回路は、昇圧動作時における第一の低圧回路5への入力電流と第二の低圧回路6への入力電流との電流差が所定の値より小さくなるように、当該第一の高圧回路及び当該第二の高圧回路のスイッチングタイミングが制御される。言い換えれば、並列接続された低圧側回路を流れる電流値を、高圧側回路のスイッチング動作により、バランスさせるようにしている。
- [0034] そして、本実施形態に係る電力変換装置は、第一の高圧回路を構成する共通スイッチングレグ2のスイッチング制御信号および第一のスイッチングレグ3のスイッチング制御信号のOFFタイミングに対して、第二の高圧回路を構成する第二のスイッチングレグ4のスイッチング制御信号のOFFタイミングをToffだけ遅らせている。そして、各スイッチング電源の低圧側端子を流れる電流の差がより小さくなるように、OFF時間のタイミング差であるToffを制御することを特徴とする。
- [0035] 低圧側回路のスイッチングのDuty制御により、低圧側回路の電流アンバランスを制御しようとする、Duty比に制限が生じ、電流制御することができる範囲が限定されてしまう。一方、上述した本実施形態に係る電力変換装置によれば、電流制御することができる範囲を広くすることができる。そして、電力変換装置に流れる電流アンバランスを抑制でき、マージンを持った設計が不要となるため、電力変換装置のコストとサイズが削減できる。
- [0036] また、電流不均衡による損失のばらつきが抑制されることで、電力変換装置全体としての効率が向上する。また、通流される電流がバランスされるこ

とで素子の発熱量もバランスされるため、素子の信頼性が向上する。

[0037] (第2の実施形態)

図5は、第2の実施形態に係る電力変換装置の構成図である。本実施形態の電力変換装置は、変更する素子を除き、第1の実施形態と同様である。変更される素子は、低圧回路の共通ドライブ回路37を用いる点である。

[0038] 第1の実施形態において、高圧側のスイッチング素子を用いて、スイッチング電源装置1における各並列回路の電流量を制御することが可能である。そのため、電流アンバランスの抑制を、各並列回路における低圧側のスイッチング素子のDuty比で制御する必要がない。したがって、各並列回路における低圧側のスイッチング素子のDuty比を等しくしても、電流アンバランスを制御することが可能である。すなわち、本実施形態においては、同一の制御信号に基づいて、低圧側回路をスイッチング駆動することができる。

[0039] 図6には、低圧回路の共通ドライブ回路37を用いた場合のスイッチング電源装置のゲート信号波形を示す図である。高圧側のスイッチング素子のゲート波形は第1の実施形態と同様であり、省略する。低圧側では、低圧回路の共通ドライブ回路37を用いているため、低圧回路5と低圧回路6におけるMOSFETのゲート波形は等しい共通Dutyが出力される。よって、第一のトランス11および第二のトランス12には、等しい電圧が印加される。

[0040] 一方、素子ばらつきによる電流アンバランスが生じた場合には、第1の実施形態と同様に、高圧側のスイッチング素子を用いて、T_{off}時間を制御することで、スイッチング電源装置1における各並列回路の電流アンバランスを抑制する。

[0041] 本実施形態に係る電力変換装置によれば、第一の低圧回路5と第二の低圧回路6とで共通する制御信号に基づいて、スイッチング素子の駆動信号を出力するため、低圧側素子を独立に制御する必要がなくなり、並列数に応じて低圧側素子を駆動する駆動回路を削減することができる。これにより、部品

点数削減による電力変換装置の低コスト化、小型化を実現することができる。

[0042] (第3の実施形態)

図7は、第3の実施形態に係る電力変換装置の構成図である。本実施形態の電力変換装置は、変更する素子を除き、第1または第2の実施形態と同様である。本実施形態においては、高圧側において、共通スイッチングレグ2と第一のスイッチングレグ3と第二のスイッチングレグ4を削除し、スイッチング素子をフルブリッジ構成とした第一の高圧回路7および第二の高圧回路8を追加した点である。

[0043] スwitchング電源装置1の高圧端子21には、スイッチング素子で構成されるフルブリッジ回路である第一の高圧回路7の一方の端子が接続される。また、高圧端子22にはスイッチング素子で構成されるフルブリッジ回路である第一の高圧回路7の他方の端子が接続される。さらに、第一の高圧回路7のスイッチングレグの midpoint 7aは、第一のトランス11の一方の端子に接続され、第一の高圧回路7のスイッチングレグの midpoint 7bは第一のトランス11の他方の端子に接続される。同様に、スイッチング電源装置1の高圧端子21には、スイッチング素子で構成されるフルブリッジ回路である第二の高圧回路8の一方の端子が接続される。また、高圧端子22にはスイッチング素子で構成されるフルブリッジ回路である第二の高圧回路8の他方の端子が接続される。さらに、第二の高圧回路8のスイッチングレグの midpoint 8aは、第二のトランス12の一方の端子に接続され、第二の高圧回路8のスイッチングレグの midpoint 8bは第二のトランス12の他方の端子に接続される。

[0044] 第一のトランス11は、スイッチング素子QS1、QS2とダイオードDS1、DS2からなる第一の低圧回路5に接続され、第一の低圧回路5は並列回路接続端子26に接続される。第一のトランス11の midpoint 11cは、平滑インダクタ19の一方の端子に接続される。平滑インダクタ19の他方の端子は、電流を検値する電流検出器17の一方の端子に接続される。電流検

出器 17 の他方の端子は、並列接続端子 25 に接続される。第二のトランス 12 は、スイッチング素子 QS3、QS4 とダイオード DS3、DS4 からなる第二の低圧回路 6 に接続され、第二の低圧回路 6 は並列回路接続端子 26 に接続される。第二のトランス 12 の中点 12c は、平滑インダクタ 20 の一方の端子に接続される。平滑インダクタ 20 の他方の端子は、電流を検値する電流検出器 18 の一方の端子に接続される。電流検出器 18 の他方の端子は、並列接続端子 25 に接続される。

[0045] スwitching電源装置 1 の低圧端子 23 は、低圧バッテリー 16 の正極に接続される。スイッチング電源装置 1 の低圧端子 24 は、低圧バッテリー 16 の負極に接続される。なお、低圧バッテリーと並列に平滑用のコンデンサを挿入しても良く、低圧バッテリーの他に低圧用の負荷が並列に接続されていても良い。また、低圧回路 5、6 には、インダクタとキャパシタなどで構成される平滑回路が挿入されていても良い。

[0046] 本実施形態に係る電力変換装置は、制御回路 31 を備える。制御回路 31 は、第一の高圧回路 7 と、第二の高圧回路 8 と、第一の低圧回路 5 と、第二の低圧回路の動作を制御する。制御回路 31 より出される各制御信号は、共通スイッチングレグのドライブ回路 32 と、高圧回路のドライブ回路 38、39 と、共通低圧ドライブ回路 37 に入力され、各スイッチング素子を駆動できる電力に変換される。

[0047] なお、図 7 で説明した本実施形態では、第一のトランス 11 および第二のトランス 12 はセンタータップ方式を採用しているが、カレントダブル方式やその他の方式を使用しても良い。また、スイッチング電源装置 1 は、電流を検値する電流検出器 17 は並列接続端子 25 と第一のトランス 11 の中点 11c の間に接続されているが、並列回路の電流量が検出できるところであれば良く、電流を検値する電流検出器 18 は並列接続端子 26 と第一のトランス 12 の中点 12c の間に接続されているが、並列回路の電流量が検出できるところであれば良い。また、第一のトランス 11 と第二のトランス 12 の巻き数比は互いに等しければ、巻数が異なっても良い。

- [0048] 制御回路 31 は、電流検出器 17, 18 で検出した電流を監視している。制御回路 31 は、検出した電流量に基づいて、第一の高圧回路 7 と、第二の高圧回路 8 と、第一の低圧回路 5 と、第二の低圧回路 6 の動作を制御する。ここで、スイッチング電源装置 1 の電流検出器 17 で検出した電流を I_{o1} とし、スイッチング電源装置 1 の電流検出器 18 で検出した電流を I_{o2} と定義する。
- [0049] 以下では、スイッチング電源装置 1 において、素子バラツキなどにより電流検出器 17 で検出した電流を I_{o1} が電流検出器 18 で検出した電流を I_{o2} より大きい場合 ($I_{o1} > I_{o2}$) とする。電流検出器 17 で検出した電流を I_{o1} が電流検出器 18 で検出した電流を I_{o2} より小さい場合 ($I_{o2} > I_{o1}$) は対称動作となる。
- [0050] 図 8 は、電流検出器 17 で検出した電流を I_{o1} が電流検出器 18 で検出した電流を I_{o2} より大きい場合 ($I_{o1} > I_{o2}$) におけるスイッチング電源装置のゲート信号波形を示す図である。
- [0051] 昇圧動作において制御回路 31 は、第一のトランス 11 に印加する電圧と第二のトランス 12 に印加する電圧を制御するため、第一の低圧回路 5 と、第二の低圧回路のゲート信号を制御する。第一の高圧回路 7 と、第二の高圧回路 8 は、第一のトランス 11 に印加する電圧と第二のトランス 12 に印加する電圧を高圧バッテリーへ送るため、整流動作を行う。この際、第一の高圧回路 7 の MOSFET Q1 と Q4 のゲート信号を OFF する時間に対し、第二の高圧回路 8 の MOSFET Q8 のゲート信号を OFF する時間を T_{off} だけ遅らせる。この T_{off} の値は、電流検出器 17 で検出した電流を I_{o1} と電流検出器 18 で検出した電流を I_{o2} の差分を用いて、電流検出器 17 で検出した電流を I_{o1} と電流検出器 18 で検出した電流を I_{o2} が前記 2 つの電流の平均値となるように制御回路 31 で演算される。
- [0052] 図 8 は、 T_{off} 期間中におけるスイッチング電源装置 1 の動作状態を示す図である。 T_{off} 期間中は、第一の低圧回路 5 における MOSFET QS1 が OFF であり、QS2 が OFF である。また、第一の高圧回路 7 に

おけるMOSFET Q1、Q4がOFFであり、Q2、Q3がONである。第二の高圧回路8におけるMOSFET Q5、Q7がOFFであり、Q6、Q8がONである。

[0053] 第一の低圧回路5により、第一のトランス11には第一のトランス11の midpoint 11c からMOSFET QS2の方向に電流が流れる。この電流はトランス11を通して、巻き数比に応じた電流量が高圧側に流れる。高圧側では第一の高圧回路7におけるMOSFET Q1、Q4がOFFであり、Q2、Q3がONであるため、電流は、高圧端子22から、MOSFET Q2、第一の高圧回路7の一方の midpoint 7a、第一のトランス11、インダクタ13、第一の高圧回路7の他方の midpoint 7b、MOSFET Q3、高圧端子21の順に流れる電流ループを形成する。このとき、前記ループのように、第一のトランス11に印加された電圧は、高圧バッテリー15に印加されるため、インダクタ13には電圧は高圧バッテリーと第一のトランス11の巻き数比に応じた低圧バッテリーの電圧との差分が印加される状態となる。この値は零に近い値となる。なお、この状態では、MOSFET Q2およびQ3はOFF状態でも良い。その場合は、第一の高圧回路を通る電流は、MOSFET Q2のボディダイオードD2およびMOSFET Q3のボディダイオードD3を通る。

[0054] 一方、第二の低圧回路6により、第二のトランス12には第二のトランス12の midpoint 12c からMOSFET QS4の方向に電流が流れる。この電流はトランス12を通して、巻き数比に応じた電流量が高圧側に流れる。高圧側では第二の高圧回路8におけるMOSFET Q5、Q7がOFFであり、Q6、Q8がONであるため、電流は、高圧端子22から、MOSFET Q6、第二の高圧回路8の一方の midpoint 8a、第二のトランス12、インダクタ14、第二の高圧回路8の他方の midpoint 8b、MOSFET Q8、高圧端子22の順に流れる電流ループを形成する。なお、この状態ではMOSFET Q6はOFF状態でも良い。その場合は、第二の高圧回路を通る電流は、MOSFET Q6のボディダイオードD6を通る。このとき、前記

ループのように、第二のトランス 12 に印加された電圧は、高圧バッテリー 15 に印加されないため、インダクタ 14 には、低圧側からの電圧が印加される状態となる。そのため、T o f f 期間中は、実施例 1 に記載のインダクタ 14 の (1) 式に記載する特性により流れる電流量が急激に増加していく。

(1) 式より、インダクタ 14 に電圧が印加されている間は、インダクタ 14 の特性により、流れる電流量が上昇していく。つまり、この電流上昇時間を制御することで、流れる電流量を制御することが可能となる。よって、T o f f 時間を制御することで、スイッチング電源装置における各並列回路の電流量を制御することが可能となる。

[0055] 本実施形態に係る電力変換装置によれば、第一の高圧回路 7 の MOS F E T Q 1 と Q 4 のゲート信号を O F F する時間に対し、第二の高圧回路 7 の MOS F E T Q 5 と Q 8 のゲート信号を O F F する時間 T o f f を、各スイッチング電源に流れる低圧側端子を流れる電流量の差がより小さくなるように、O F F 時間のタイミング差 T o f f を制御する。これにより、スイッチング電源装置 1 に流れる各並列回路間の電流アンバランスを抑制でき、マージンを持った設計が不要となるため、電力変換装置のコストとサイズが削減できる。

[0056] (第 4 の実施形態)

第 4 の実施形態は、第 1 の実施形態から第 3 の実施形態におけるスイッチング電源装置 1 の使用方法に関するものである。図 9 は、第 1 の実施形態から第 3 の実施形態におけるスイッチング電源装置 1 を備えた電源システムの例として、自動車 100 に適用した場合の実施形態である。

[0057] 昇圧動作において、以下の (a) ~ (c) の 3 つの動作モードがある。

(a) 高圧バッテリー 15 放電時の低圧バッテリーからの充電モード

図 10 (a) は、低圧バッテリー 16 から、スイッチング電源装置 1 を用いて昇圧し、高圧バッテリー 15 に電力を供給している状態を示す図である。高圧バッテリー 15 が放電してしまい、高圧側の負荷が動作できない場合、スイッチング電源装置 1 を用いて、低圧バッテリー 16 から電力を昇圧し、高圧バ

ッテリ 15 に電力を供給する。このとき、スイッチング電源装置 1 の電力容量は、電流量の少ない軽負荷状態から、電流量の多い重負荷状態まで動作する。制御回路 31 は、要求電力容量により動作モードを決定する。

[0058] 第 1、第 3 の実施形態において、要求電力が小さい場合には、低圧回路 5 もしくは低圧回路 6 のどちらか一方を停止させる軽負荷モードとなる。軽負荷モードでは、低圧回路 5 もしくは低圧回路 6 のどちらか一方が停止するため、第一のトランス 11 もしくは第二のトランス 12 のどちらか一方に電圧が印加されない。もしくは、軽負荷モードの動作として、低圧回路 5 または低圧回路 6 のどちらか一方に電流を流すことができるように、電流切替用のスイッチを設ける構成としてもよい。

[0059] 一方、要求電力が大きい場合には、低圧回路 5 と低圧回路 6 どちらも動作させ、第一のトランス 11 と第二のトランス 12 のどちらにも電圧が印加される重負荷モードとなる。重負荷モードでは、スイッチング電源装置 1 の各並列回路が動作するため、実施例 1 および実施例 3 に記載した T o f f 時間を制御し、各並列回路の電流差が小さくなるように制御される。

(b) 高圧バッテリー 15 が故障時、低圧バッテリー 16 からの高圧側の負荷 41 へ電力供給モード

図 10 (b) は、低圧バッテリー 16 から、スイッチング電源装置 1 を用いて昇圧し、高圧側の負荷 41 に電力を供給している状態を示す図である。高圧バッテリー 15 の故障時に、高圧側の負荷に電力が供給できない場合、スイッチング電源装置 1 を用いて、低圧バッテリー 16 から電力を昇圧し、高圧側の負荷 41 に電力を供給する。このとき、スイッチング電源装置 1 の電力容量は、電流量の少ない軽負荷状態から電流量の多い重負荷状態まで動作する。

[0060] スwitchング電源装置 1 は、制御回路 31 が要求電力容量により動作モードを決定する。第 1、第 3 の実施形態において、要求電力が小さい場合には、軽負荷モードとなる。一方、要求電力が大きい場合には、重負荷モードとなる。重負荷モードでは、スイッチング電源装置 1 の各並列回路が動作するため、第 1、第 3 の実施形態に記載した T o f f 時間を遅らせる動作を行い

、各並列回路の電流差が小さくなるように制御される。

(c) 低圧バッテリー 16 の劣化診断のための低圧バッテリー 16 からの放電

図 10 (c) は、低圧バッテリー 16 から、スイッチング電源装置 1 を用いて昇圧し、高圧バッテリー 15、高圧側の負荷 41 に電力を放電している状態を示す図である。低圧バッテリー 16 の劣化診断のため、短時間定格電力を放電する場合、スイッチング電源装置 1 を用いて、低圧バッテリー 16 から電力を昇圧し、高圧バッテリーや高圧側の負荷 41 に電力を放電する。このとき、スイッチング電源装置 1 の電力容量は、電流量の少ない軽負荷状態から電流量の多い重負荷状態まで動作する。

[0061] スwitchング電源装置 1 は、制御回路 31 が要求電力容量により動作モードを決定する。第 1、第 3 の実施形態において、要求電力が小さい場合には、軽負荷モードとなる。一方、要求電力が大きい場合には、重負荷モードとなる。重負荷モードでは、スイッチング電源装置 1 の各並列回路が動作するため、実施例 1 および実施例 3 に記載した T o f f 時間を遅らせる動作を行い、各並列回路の電流差が小さくなるように制御される。

[0062] 本実施形態の電源システムによれば、(a) 高圧バッテリー 15 放電時の低圧バッテリーからの充電、(b) 高圧バッテリー 15 が故障時、高圧側の負荷 41 への低圧バッテリー 16 からの電力供給、(c) 低圧バッテリー 16 の劣化診断のための低圧バッテリー 16 からの放電の各状態における昇圧時において、電流量の少ない軽負荷状態から、電流量の多い重負荷状態まで動作することが可能である。軽負荷状態では、第一のトランス 11 もしくは第二のトランス 12 のどちらか一方に電圧が印加されない状態となるため、各トランスの鉄損が低減され、スイッチング電源装置 1 は高効率な動作が可能である。また、重負荷状態では、各スイッチング電源装置に流れる電流アンバランスに応じて、T o f f が制御されることで、電流アンバランスを抑制できる。これにより、マージンを持った設計が不要となるため、電力変換装置のコストとサイズが削減できる。

[0063] また、前記軽負荷モードでは、上述したように、低圧回路 5 もしくは低圧

回路 6 のどちらか一方を停止させるものであるが、必ずしも一方のみの低圧回路を動作させる必要はない。すなわち、低圧回路 5 と低圧回路 6 を交互に駆動させるものも、上記の軽負荷モードは含むものである。例えばこのように、低圧回路 5 と低圧回路 6 を交互に駆動させた場合、各トランスでの発熱も交互にすることができるため、熱的な偏りを抑制することが可能である。

[0064] 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。

符号の説明

- [0065] 1 : スイッチング電源装置
2 : 共通スイッチングレグ
3 : 第一のスイッチングレグ
4 : 第二のスイッチングレグ
5 : 第一の低圧回路
6 : 第二の低圧回路
1 1 : 第一のトランス
1 2 : 第二のトランス
1 3 : 第一のインダクタ
1 4 : 第二のインダクタ
1 5 : 高圧バッテリー
1 6 : 低圧バッテリー
1 7, 1 8 : 電流検出器
1 9, 2 0 : 平滑インダクタ
2 1, 2 2 : 高圧端子
2 3, 2 4 : 低圧端子
2 5, 2 6 : 並列回路接続端子
3 1 : 制御回路
3 2 : 共通スイッチングレグのドライブ回路
3 3, 3 4, 3 8, 3 9 : 高圧回路のドライブ回路

35, 36 : 低圧回路のドライブ回路

37 : 低圧回路の共通ドライブ回路

41 : 高圧側負荷

請求の範囲

- [請求項1] 第1トランスを介して接続される第1低圧側回路及び第1高圧側回路と、
- 第2トランスを介して接続される第2低圧側回路及び第2高圧側回路と、を備え、
- 前記第1高圧側回路及び前記第2高圧側回路は、昇圧動作時における前記第1低圧側回路への入力電流と前記第2低圧側回路への入力電流との電流差が所定の値より小さくなるように、当該第1高圧側回路及び当該第2高圧側回路のスイッチングタイミングが制御される電力変換装置。
- [請求項2] 請求項1に記載の電力変換装置であって、
- 前記第1低圧側回路又は前記第2低圧側回路のうち少なくともいずれか一方にスイッチング素子の駆動信号を出力するドライバ回路を備える電力変換装置。
- [請求項3] 請求項2に記載の電力変換装置であって、
- 前記第1低圧側回路及び前記第2低圧側回路に駆動信号を出力するドライバ回路を備え、
- 前記ドライバ回路は、前記第1低圧側回路と前記第2低圧側回路とで共通する制御信号に基づき、前記駆動信号を出力する電力変換装置。
- [請求項4] 請求項1乃至3のいずれかに記載の電力変換装置であって、
- 前記第1高圧側回路及び前記第2高圧側回路は、当該第1高圧側回路又は当該第2高圧側回路のスイッチングタイミングにおいて前記第1トランス又は前記第2トランスのいずれか一方のトランスの両端子を電氣的に短絡させる期間が設けられるように制御される電力変換装置。
- [請求項5] 請求項4に記載の電力変換装置であって、
- 前記第1高圧側回路及び前記第2高圧側回路の少なくとも一方は、

上アーム側スイッチング素子と下アーム側スイッチング素子との接続点に前記第 1 トランスの一端が接続される第 1 スwitchングレグと、上アーム側スイッチング素子と下アーム側スイッチング素子との接続点に前記第 1 トランスの他端が接続される第 2 スwitchングレグと、を有し、

前記第 1 高圧側回路及び前記第 2 高圧側回路の前記一方は、前記第 1 スwitchングレグの上アーム側スイッチング素子と前記第 2 スwitchングレグの上アーム側スイッチング素子をオンにするか、または、前記第 1 スwitchングレグの下アーム側スイッチング素子と前記第 2 スwitchングレグの下アーム側スイッチング素子をオンにする期間が設けられるように制御される電力変換装置。

[請求項6] 請求項 4 又は 5 のいずれかに記載の電力変換装置であって、

前記期間は、前記第 1 低圧側回路への入力電流と前記第 2 低圧側回路への入力電流との前記電流差に基づいて算出される電力変換装置。

[請求項7] 請求項 1 乃至 6 のいずれかに記載の電力変換装置であって、

前記第 1 高圧側回路は、前記第 1 トランスの一端に接続されるとともに前記第 2 トランスの一端に接続される共通スswitchングレグと、前記第 1 トランスの他端に接続される第 1 スwitchングレグと、で構成され、

前記第 2 高圧側回路は、前記共通スswitchングレグと、前記第 2 トランスの他端に接続される第 2 スwitchングレグと、で構成される電力変換装置。

[請求項8] 請求項 1 乃至 7 のいずれかに記載の電力変換装置と、

前記第 1 高圧側回路及び前記第 2 高圧側回路と接続される高圧側バッテリーと、

前記第 1 低圧側回路及び前記第 2 低圧側回路と接続される低圧側バッテリーと、を備え、

前記低圧側バッテリーの電圧を前記電力変換装置を介して前記高圧側バッテリーに充電する電源システム。

[請求項9]

請求項 1 乃至 7 のいずれかに記載の電力変換装置と、

前記第 1 高圧側回路及び前記第 2 高圧側回路と接続される高圧側バッテリーと、

前記第 1 低圧側回路及び前記第 2 低圧側回路と接続される低圧側バッテリーと、

前記高圧側バッテリーと並列に接続される負荷と、を備え、

前記低圧側バッテリーの電圧を前記電力変換装置を介して前記負荷に供給する電源システム。

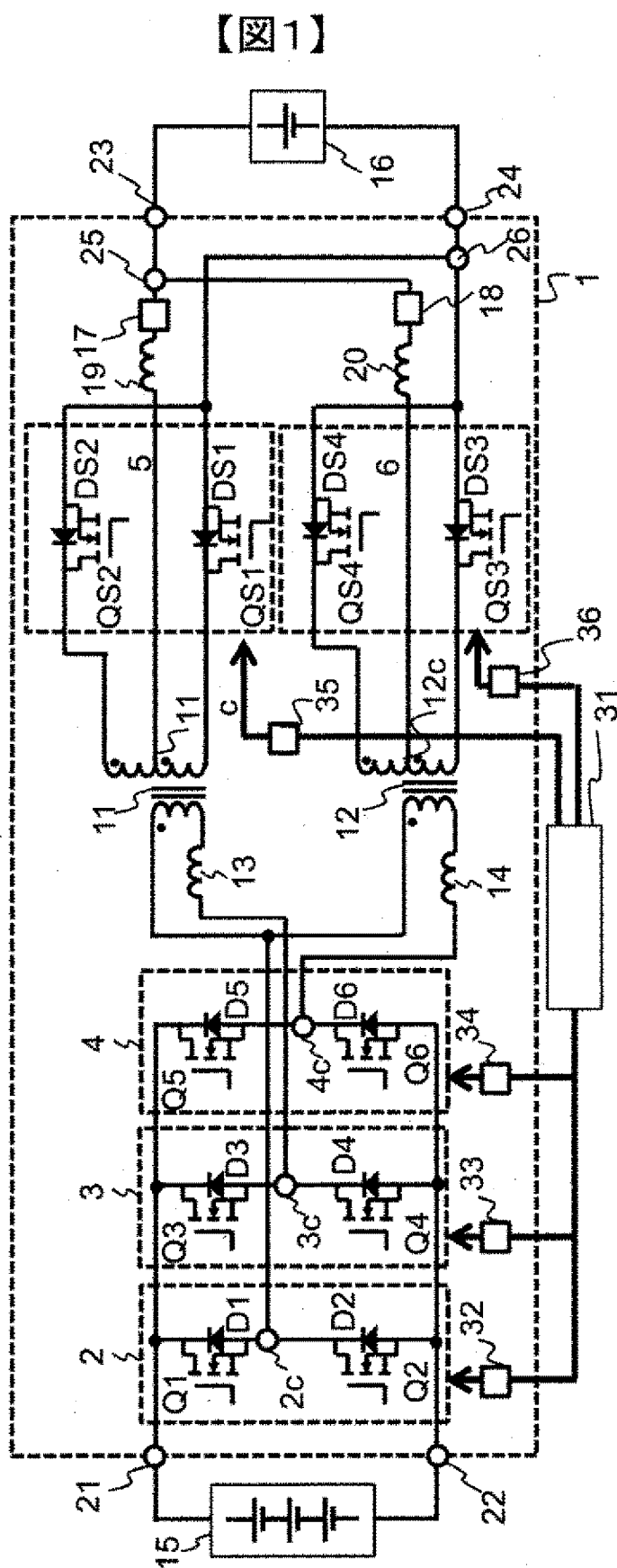
[請求項10]

請求項 8 又は 9 のいずれかに記載の電動車両であって、

前記低圧側バッテリーからの供給電力容量が所定値より小さい場合は、前記第 1 低圧側回路又は前記第 2 低圧側回路のいずれか一方の動作を停止し、

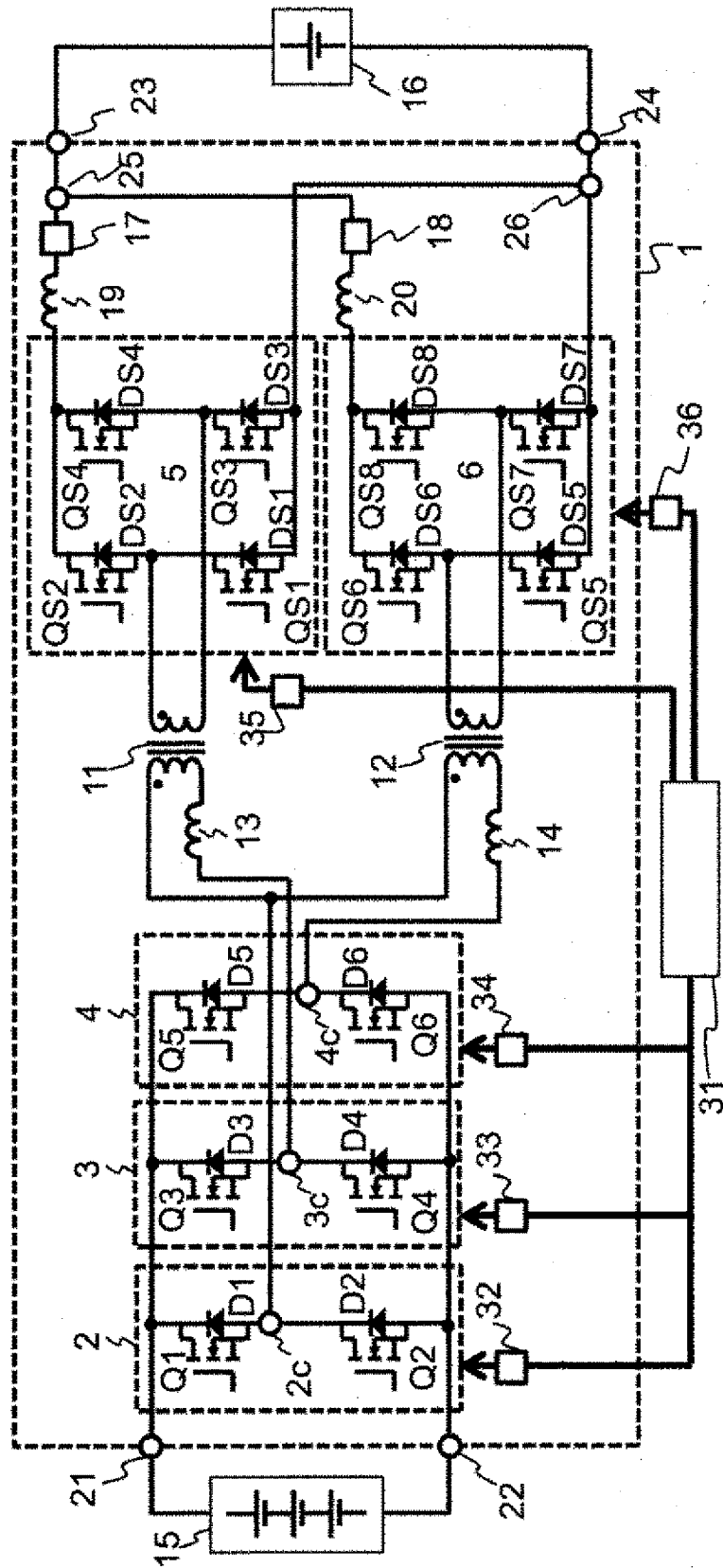
前記低圧側バッテリーからの供給電力容量が所定値より大きい場合は、前記第 1 低圧側回路及び前記第 2 低圧側回路のいずれも動作させる電源システム。

[図1]

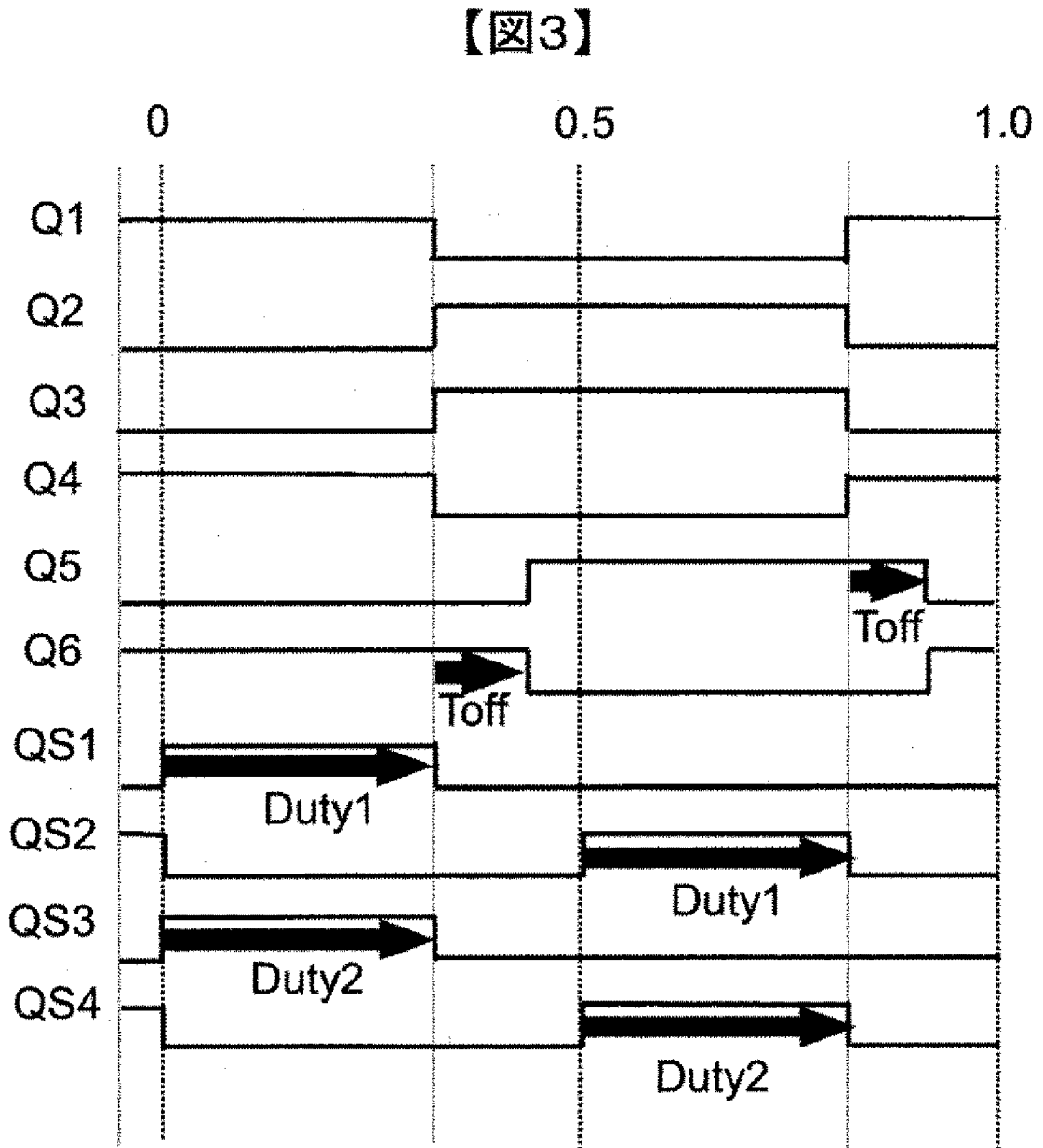


[図2]

【図2】

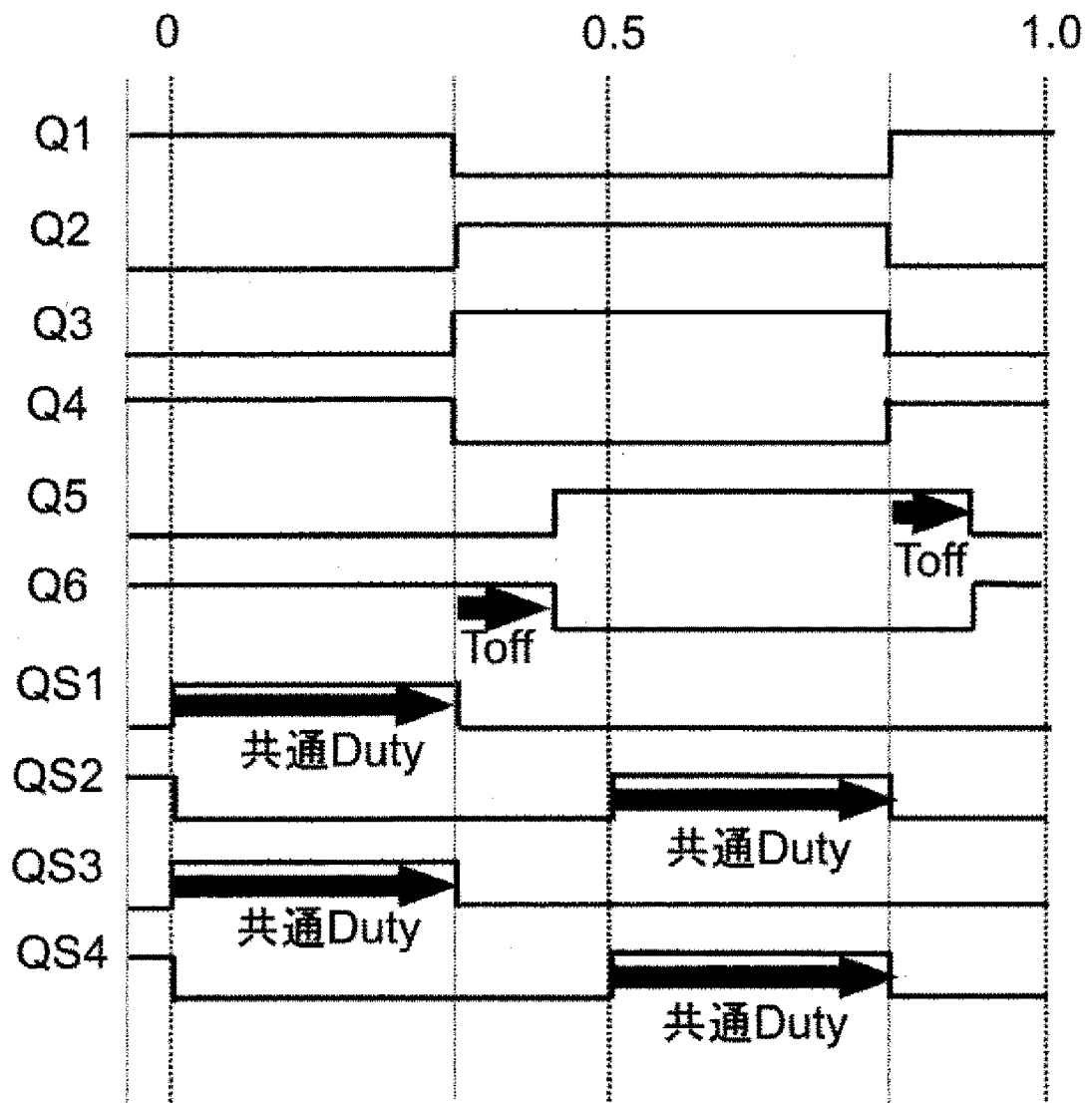


[図3]



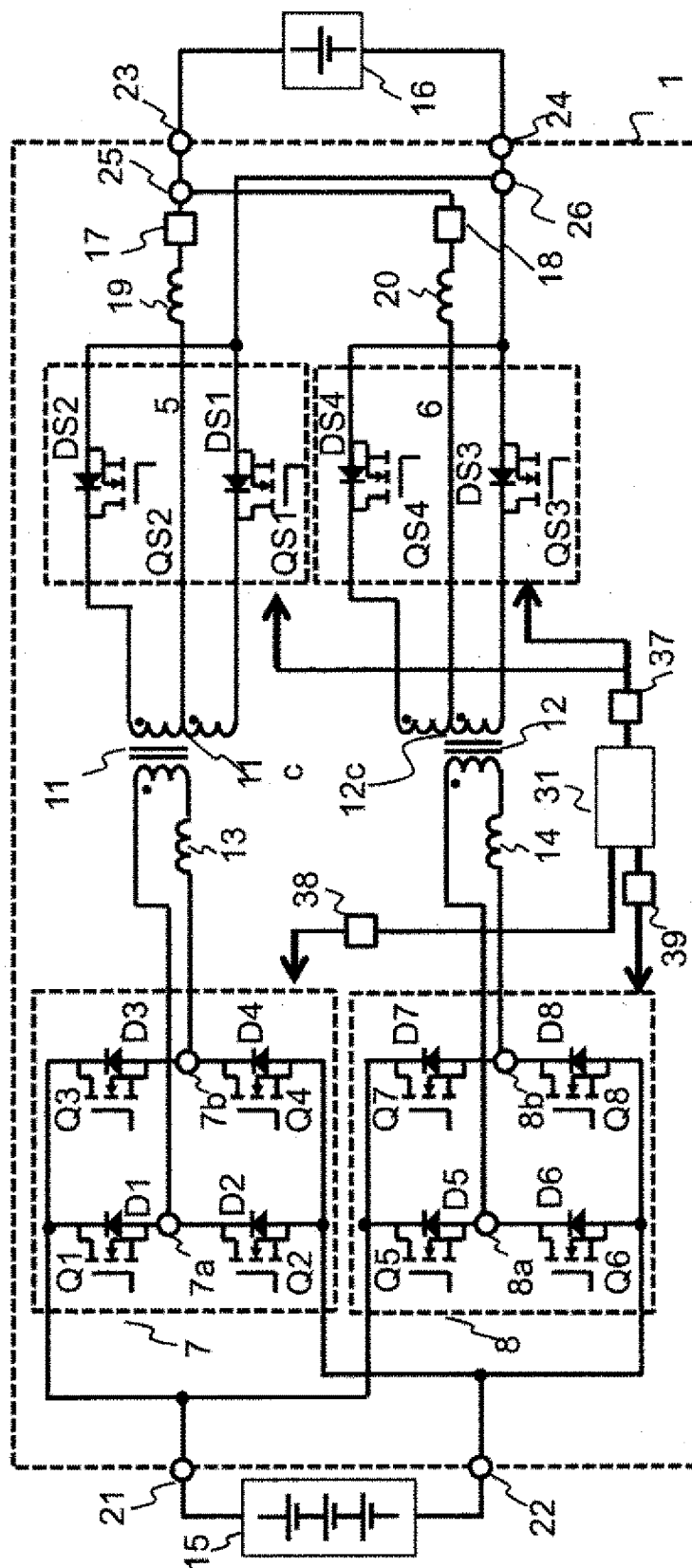
[図6]

【図6】



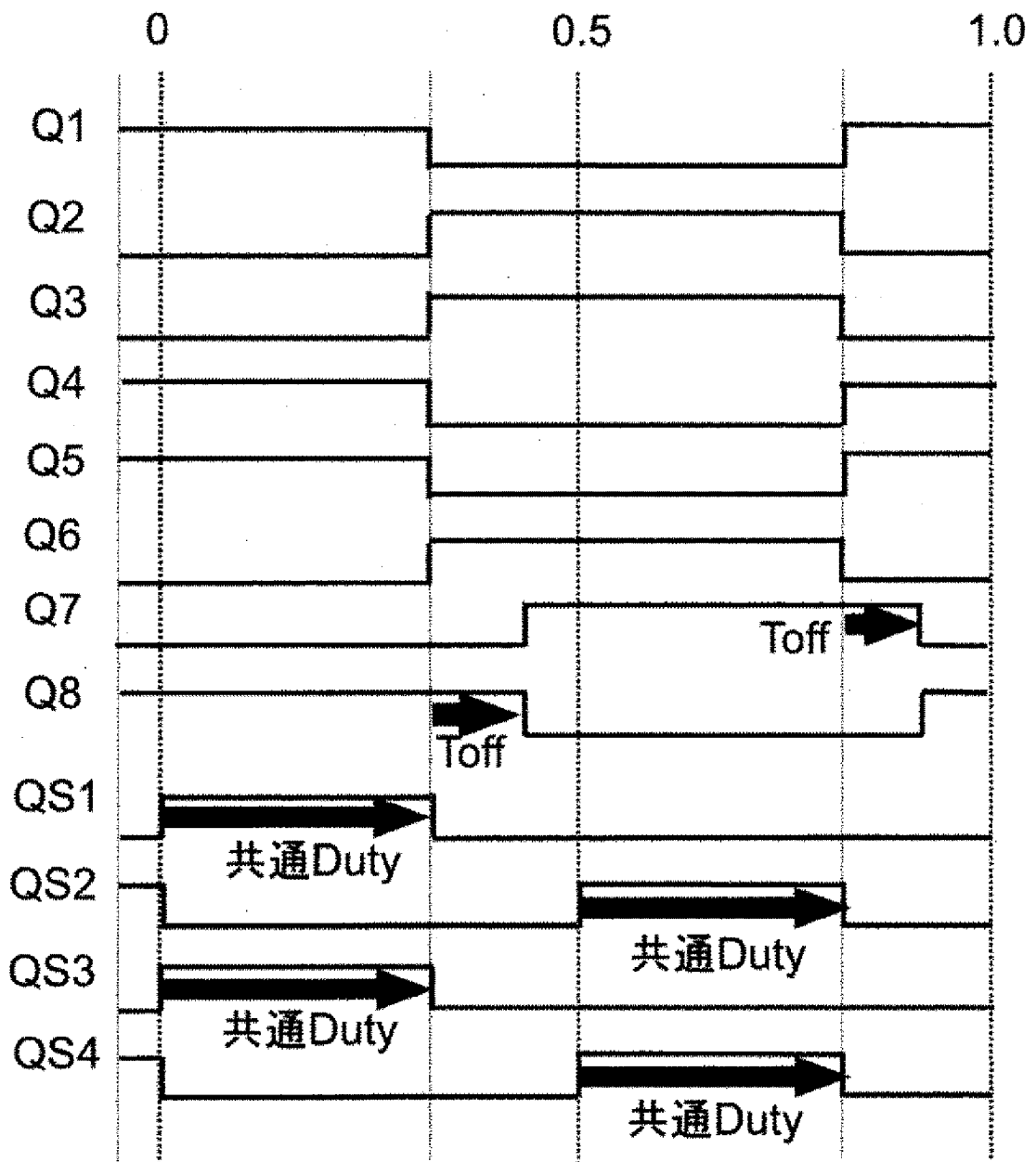
[図7]

【図7】



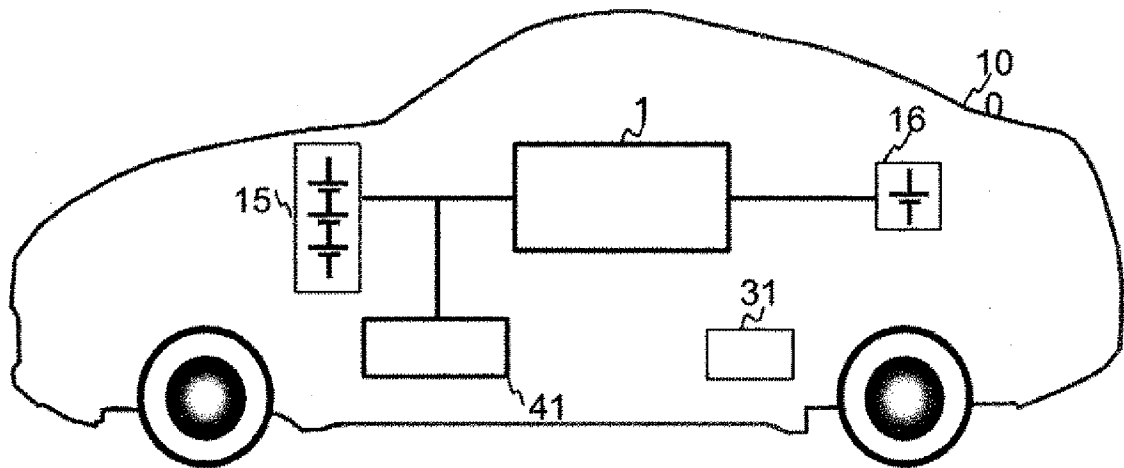
[図8]

【図8】



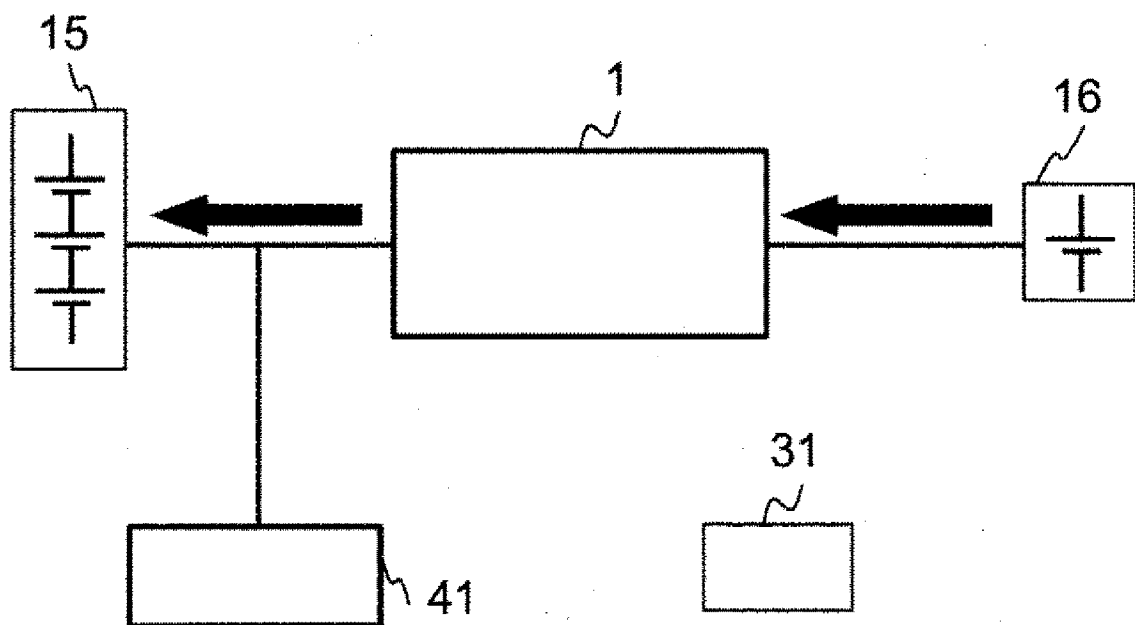
[図9]

【図9】



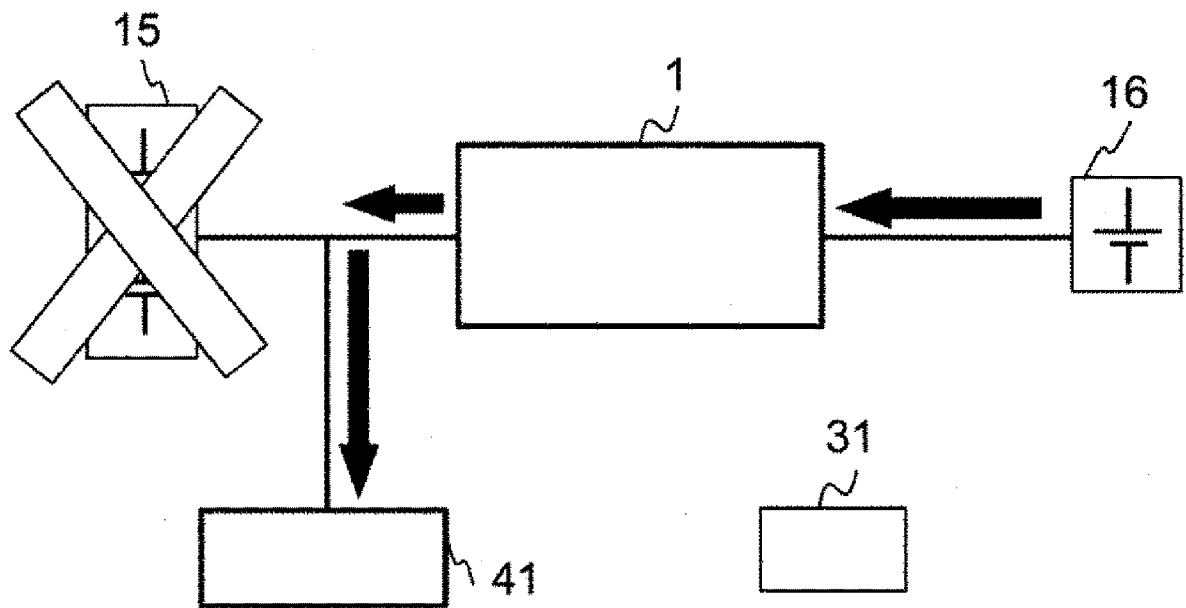
[図10(a)]

【図10(a)】



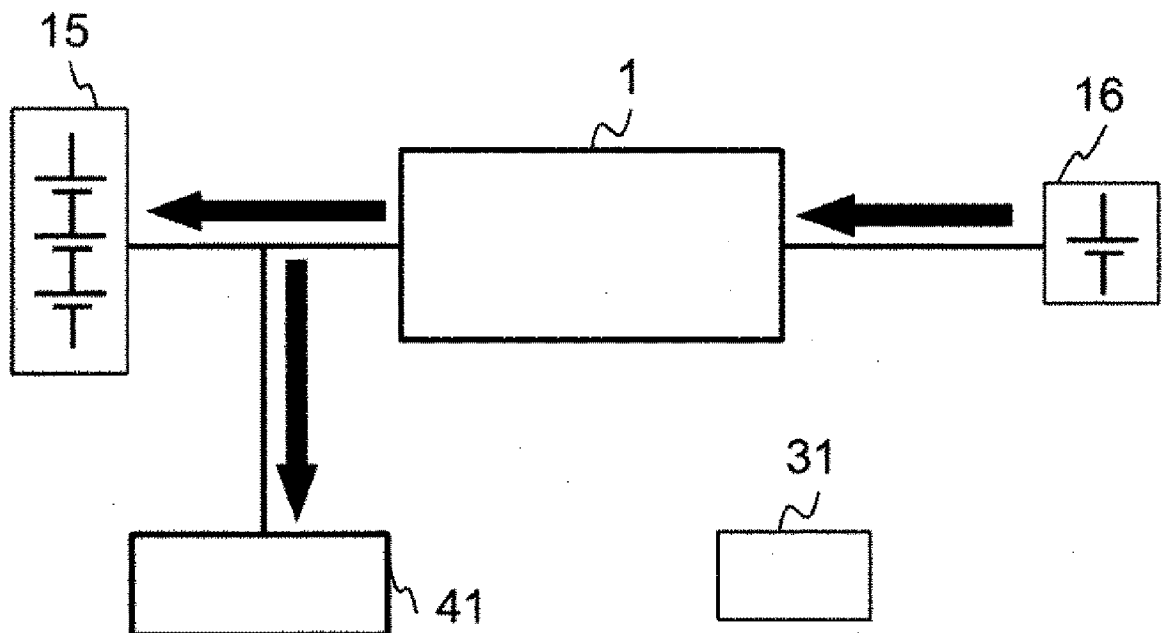
[図10(b)]

【図10(b)】



[図10(c)]

【図10(c)】



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2016/063122

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	1996-2016
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.
A	JP 2013-5594 A (IHI Corp.), 07 January 2013 (07.01.2013), entire text; all drawings (Family: none)	1-10
A	JP 11-206123 A (Sansha Electric Manufacturing Co., Ltd.), 30 July 1999 (30.07.1999), entire text; all drawings & US 6054674 A	1-10
A	JP 2010-124671 A (Shindengen Electric Mfg. Co., Ltd.), 03 June 2010 (03.06.2010), entire text; all drawings (Family: none)	1-10

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"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)

"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

"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

"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

"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

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
15 June 2016 (15.06.16)

Date of mailing of the international search report
09 August 2016 (09.08.16)

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/JP2016/063122

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 2009/001854 A1 (Shindengen Electric Mfg. Co., Ltd.), 31 December 2008 (31.12.2008), entire text; all drawings & US 2010/0182814 A1 & EP 2161823 A1 & CN 101689808 A & KR 10-2010-0012880 A	1-10

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	1971-2016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
A	JP 2013-5594 A（株式会社IHI）2013.01.07, 全文、全図（ファミリーなし）	1-10
A	JP 11-206123 A（株式会社三社電機製作所）1999.07.30, 全文、全図 & US 6054674 A	1-10
A	JP 2010-124671 A（新電元工業株式会社）2010.06.03, 全文、全図（ファミリーなし）	1-10
A	WO 2009/001854 A1（新電元工業株式会社）2008.12.31, 全文、全図 & US 2010/0182814 A1 & EP 2161823 A1 & CN 101689808 A & KR 10-2010-0012880 A	1-10

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	「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
「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	「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
「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）	「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
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献	「&」 同一パテントファミリー文献
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願	

国際調査を完了した日

15.06.2016

国際調査報告の発送日

09.08.2016

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）

坂東 博司

5G

4234

電話番号 03-3581-1101 内線 3526