

(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
2024年11月21日(21.11.2024)



(10) 国際公開番号

WO 2024/237348 A1

(51) 国際特許分類:
H02M 3/155 (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2024/018569

(22) 国際出願日: 2024年5月20日(20.05.2024)

(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 2023-082639 2023年5月18日(18.05.2023) JP

(71) 出願人: 国立大学法人神戸大学(NATIONAL UNIVERSITY CORPORATION KOBE UNIVERSITY) [JP/JP]; 〒6578501 兵庫県神戸市灘区六甲台町1番1号 Hyogo (JP).

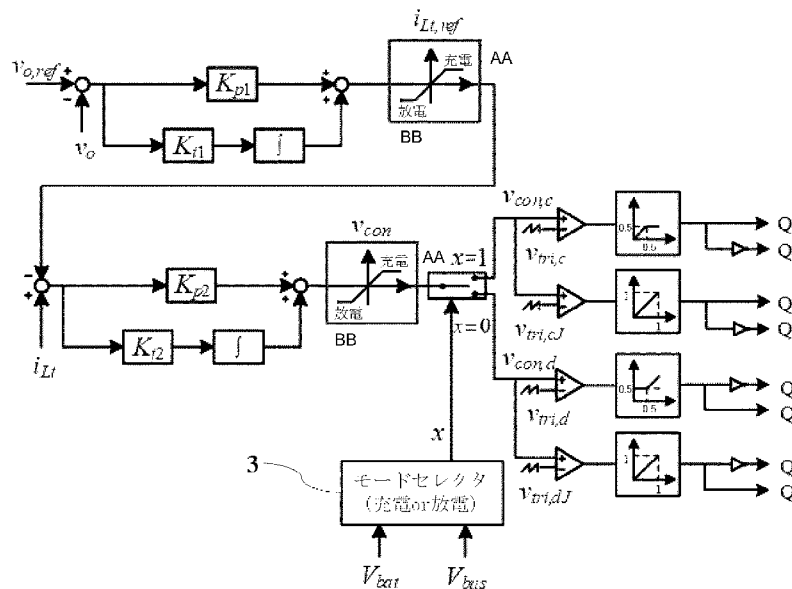
(72) 発明者: 三島 智和 (MISHIMA Tomokazu); 〒6578501 兵庫県神戸市灘区六甲台町1番1号 国立大学法人神戸大学内 Hyogo (JP). 頼 慶明 (LAI ChingMing); 402202 台中市南区興大路145号 国立中興大学内 Taichung City (TW).

(74) 代理人: 弁理士法人グローバル知財(GLOBAL INTELLECTUAL PROPERTY); 〒6500021 兵庫県神戸市中央区三宮町3丁目7-6 神戸元町ユニオンビル9F Hyogo (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, CV, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR,

(54) Title: INTERLEAVED HIGH-VOLTAGE RATIO BIDIRECTIONAL DC-DC CONVERTER

(54) 発明の名称: インターリーブ方式高電圧比双方向DC-DCコンバータ



3 Mode selector (charge or discharge)
AA Charge
BB Discharge

(57) Abstract: Provided is a bidirectional DC-DC converter having excellent performance for extending a voltage doubler characteristic in a discharge mode and a voltage divider characteristic in a charge mode over a wide range, and improving a voltage conversion ratio for use in a wide range of inputs/outputs. In an interleaved bidirectional DC-DC converter, a maximum limit or a minimum limit of an ON-time ratio, of drive pulses of a portion of switches to be controlled individually for each of a charge mode and a discharge mode, is asymmetrically provided with respect to an amplification

HU, ID, IL, IN, IQ, IR, IS, IT, JM, JO, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MU, 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, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, WS, 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, CV, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SC, 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, ME, 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))

value of an error between a combined value and a reference value of an inductor current of each phase, and the maximum limit or the minimum limit is switched.

(57) 要約: 放電モードでの電圧 doubler 特性と、充電モードでの分圧器特性を広範囲に拡張し、広い入力／出力範囲の用途のための電圧変換比の向上という点で優れた性能を有する双方向 DC-DC コンバータを提供する。インターリーブ方式双方向 DC-DC コンバータにおいて、各相のインダクタ電流の合成値と基準値との誤差の増幅値に対して、充電モードと放電モードのモード毎にそれぞれ制御対象となる一部のスイッチの駆動パルスのオン時比率の上限又は下限のリミットが非対称に設けられ、スイッチングされる。

明 細 書

発明の名称：

インターリーブ方式高電圧比双方向DC-DCコンバータ

技術分野

[0001] 本発明は、インターリーブ方式の双方向DC-DCコンバータに関するものである。

背景技術

[0002] 近年アジア諸国では深刻な電力トラブルに見舞われており、消費者は、電気自動車（EV；Electric Vehicle）を接続する直流マイクログリッド（DC Micro-Grid）を停電時の潜在的な電源として用いている。この実現には、広範囲の電圧変換比を有する双方向DC-DCコンバータが必要である。

図12に示すような、太陽光発電（PV）用パワーコンディショナーや電力系統に電気自動車（EV）をつなげるV2Gシステムには、電位差の激しい2つの直流電圧源間で、双方向に電力を送送できる双方向DC-DCコンバータが不可欠である。一般に、直流電圧源間の電位差が大きい場合、DC-DCコンバータを構成する半導体スイッチの耐圧が増加する傾向にあり、高耐圧のパワー半導体素子は電流導通損失が大きいことから、高効率な電力変換効率が達成し難い技術課題がある。

[0003] また、双方向DC-DCコンバータの電力容量（動作電流）を向上させるため、2相の変換器を間欠駆動（インターリーブ）する回路方式がよく利用されるが、パワー半導体素子の動作責務や回路部品のパラメータのわずかな差異により電流の不均衡が起こりやすく、そのための電流バランス制御を必要とする。ここで、パワー半導体素子のオン時比率が50%以下という従来技術の制約を受ければ、電流不平衡は解消せず、昇降圧比の制限も受けることから、双方向DC-DCコンバータの応用先が限定的となる問題がある。

このような状況下、パワー半導体素子のオン時比率の制約が少なく、かつ、高昇降圧比を実現する双方向DC-DCコンバータの実用的回路トポロジ

ーを確立することが求められている。

[0004] 燃料電池や太陽光発電（P V）のバッテリーなど低電圧のクリーンエネルギー源に、一般的に使用されるコンバータの1つは、インターリーブ方式のバックブースト双方向DC／DCコンバータ（IBDC）である。あるシナリオでは、インターリーブ方式の昇降圧双方向DC／DCコンバータの高電圧変換比の要件が満たされない可能性があり、そのため、低電圧のクリーンエネルギー源は、AC主電源または高電圧のDCバスに接続された家電製品への電力供給には適していないと言われている。

[0005] また、インターリーブ方式のチャージポンプ双方向DC／DCコンバータ（ICPBD C；Interleaved Charge-Pump Bidirectional DC-DC Converter）が知られている（非特許文献1）。ICPBD Cは、従来のIBDC（Interleaved Bidirectional DC-DC Converter）と比較して、優れた電圧変換比を備えているが、動作中のアンバランスな電流条件により、分圧器特性および電圧ダブラー特性が失われるという重大な問題がある。すなわち、入力電流リップルを効果的に低減し装置容量増にも対応できるメリットを持つ一方、2相スイッチのオン時比率のリミット値がともに0.5であることが条件となる（降圧動作は0.5以下、昇圧動作は0.5以上）。本明細書では、このオン時比率の条件をFDCL（Fixed Duty Cycle Limit）と称す。このため、降圧動作では主となるスイッチのオン時比率が0.5以上の領域となり、昇圧動作では0.5以下の領域では2相電流のバランスが崩れ、高降圧および高昇圧特性が失われてしまう。

[0006] かかる問題に対処するために、広範囲のDCバス電圧動作とインダクタ電流の平衡化を可能にするICPBD Cの新たな提案が求められている。

先行技術文献

特許文献

[0007] 特許文献1：特表2011-504356号公報

特許文献2：再表2018/066444号公報

[0008] 非特許文献1：C. M. Lai, “Development of a Novel Bidirectional DC/DC

Converter Topology with High Voltage Conversion Ratio for Electric Vehicles and DC-Microgrids”, Energies, Vol. 9, No. 6, pp.410:1-25, June 2016.

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0009] かかる状況に鑑みて、本発明は、降圧、昇圧の各動作に応じて2つの主スイッチのオン時比率を非対称かつ調整範囲に制限をつけることにより、2相インダクタ電流のバランスをとって、その結果、電圧変換比を改善することを図る。

すなわち、本発明は、ICPBCにおける動作中のアンバランスな電流条件により、分圧器特性および倍電圧特性が失われるといった問題を解決すべく、放電モードでの電圧ダブラー特性と、充電モードでの分圧器特性を広範囲に拡張し、広い入力／出力範囲の用途のための電圧変換比の向上という点で優れた性能を有する双方向DC-DCコンバータ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

[0010] 上記課題を解決すべく、本発明の双方向DC-DCコンバータは、インターリーブ方式双方向DC-DCコンバータにおいて、各相のインダクタ電流の合成値と基準値との誤差の増幅値に対して、充電モードと放電モードのモード毎にそれぞれ制御対象となる一部のスイッチの駆動パルスのオン時比率の上限又は下限のリミットが非対称に設けられ、スイッチングされることを特徴とする。

[0011] 各相のインダクタ電流の合成値と基準値との誤差の増幅値に対して、充電モードと放電モードのモード毎にそれぞれ制御対象となる一部のスイッチの駆動パルスのオン時比率の上限又は下限のリミットを設けることにより、放電モードでの電圧ダブラー特性と、充電モードでの分圧器特性を広範囲に拡張し、広い入力／出力範囲の用途のための電圧変換比を向上する。

すなわち、本発明は、ICPBCにおいて、充電モードと放電モードの

モード毎にそれぞれ制御対象となる一部のスイッチの駆動パルスのオン時比率の上限又は下限のリミットを設けるといったシンプルなデューティ制限制御を提案する。これにより、自動電流バランス、低導通損失、低スイッチストレス、高速過渡応答、および高電力密度が実現できることから、理想的なソリューションを提供することになる。

[0012] 本発明は、ICPBCDにおけるパワー半導体素子のスイッチ駆動の制御ロジックを工夫するものであるため、電源工場による大量生産に適したICPBCDに、さらなる追加のハードウェアは必要なく、低コストのアナログ制御回路またはデジタル制御プロセッサを用いて、シンプルなデューティ制限制御ロジックを実装することができる。

[0013] 本発明の双方向DC-DCコンバータでは、上記のDC-DCコンバータの回路は、第1の低圧DC電源と第2の高圧DC電源の間に設けられ、下記a)～i)を備える。そして、駆動回路が、第1のインダクタ(L_1)電流と第2のインダクタ(L_2)電流の合成値と基準値との誤差の増幅値に対して、第1のスイッチ(Q_1)のスイッチ駆動パルスのオン時比率の上限リミットと、第4のスイッチ(Q_4)のスイッチ駆動パルスのオン時比率の下限リミットとが設けられる。

[0014] a) 第1の低圧DC電源側フィルタキャパシタ(C_L)。
b) 第2の高圧DC電源側フィルタキャパシタ(C_H)。
c) 第1の低圧DC電源の正端子側に並列接続された2つの第1及び第2のインダクタ(L_1 , L_2)。
d) 第1のインダクタ(L_1)に直列接続された第2のスイッチ(Q_2)。
e) 第2のスイッチ(Q_2)と第2の高圧DC電源の正端子の間に接続された第1のスイッチ(Q_1)。
f) 第1のインダクタ(L_1)と第2の高圧DC電源の負端子との間に接続された第3のスイッチ(Q_3)。
g) 第2のインダクタ(L_2)と第2の高圧DC電源の負端子との間に接続された第4のスイッチ(Q_4)。

h) 第1及び第2のスイッチ (Q_1 , Q_2) の接続点と、第2のインダクタ (L_2) と第4のスイッチ (Q_4) の接続点の間に接続されたチャージポンプ (C_B)。

i) 第1乃至第4のスイッチを制御する駆動回路。

[0015] ここで、充電モードと放電モードのモード毎にそれぞれ制御対象となるスイッチは、充電モードでは第1及び第2のスイッチ (Q_1 , Q_2) であり、放電モードでは第3及び第4のスイッチ (Q_3 , Q_4) である。

[0016] 本発明の双方向DC-DCコンバータにおいて、第1のスイッチ (Q_1) のスイッチ駆動パルスのオン時比率 (D_{Q1}) と第4のスイッチ (Q_4) のスイッチ駆動パルスのオン時比率 (D_{Q4}) は、充電モードと放電モードによらず共通で、それぞれ、 $0 < D_{Q1} \leq 0.5$, $0 < D_{Q4} \leq 0.5$ であり、また、第2のスイッチ (Q_2) のスイッチ駆動パルスのオン時比率 (D_{Q2}) と第3のスイッチ (Q_3) のスイッチ駆動パルスのオン時比率 (D_{Q3}) は、充電モードと放電モードによらず共通で、それぞれ、 $0 < D_{Q1} < 1$, $0 < D_{Q4} < 1$ である。

[0017] 本発明の双方向DC-DCコンバータにおける駆動回路は、第1のスイッチ (Q_1) と第4のスイッチ (Q_4)、及び、第2のスイッチ (Q_2) と第3のスイッチ (Q_3) を、それぞれ相補的に動作し、第1のスイッチ (Q_1) のオン時比率と第4のスイッチ (Q_4) のオン時比率の合計、及び、第2のスイッチ (Q_2) のオン時比率と第3のスイッチ (Q_3) のオン時比率の合計は、共に1である。そして、充電モード時は、下記1) とし、かつ、放電モード時は、下記2) とする。

1) 充電モード時、第2のスイッチ (Q_2) のオン時比率が0.5未満である場合には、第1のスイッチ (Q_1) と第2のスイッチ (Q_2) のオン時比率は同一とし、第2のスイッチ (Q_2) のオン時比率が0.5以上である場合には、第1のスイッチ (Q_1) のオン時比率は0.5に固定する。

2) 放電モード時、第3のスイッチ (Q_3) のオン時比率が0.5未満である場合には、第4のスイッチ (Q_4) のオン時比率は0.5に固定し、第3のスイッチ (Q_3) のオン時比率が0.5以上である場合には、第4のスイッチ

(Q_4) と第3のスイッチ (Q_3) のオン時比率は同一とする。

[0018] 本発明の双方向DC-DCコンバータにおいて、第2の高圧DC電圧に対する第1の低圧DC電圧比は、充電モード時、第1のスイッチ (Q_1) のオン時比率 (D_{Q1}) と第2のスイッチ (Q_2) のオン時比率 (D_{Q2}) の積である。すなわち、電圧比=第1の低圧DC電圧/第2の高圧DC電圧= $D_{Q1} \times D_{Q2}$ である。

[0019] 本発明の双方向DC-DCコンバータにおいて、第2の高圧DC電圧に対する第1の低圧DC電圧比は、放電モード時、値1から第3のスイッチ (Q_3) のオン時比率を減算した値と、値1から第4のスイッチ (Q_4) のオン時比率を減算した値との積の逆数である。すなわち、電圧比=第1の低圧DC電圧/第2の高圧DC電圧= $1 / (1 - D_{Q3}) \cdot (1 - D_{Q4})$ である。

[0020] 次に、本発明の双方向DC-DCコンバータの制御方法について説明する。

本発明の双方向DC-DCコンバータは、上記a)～i)を備えるインターリーブ方式双方向DC-DCコンバータの回路の制御方法であって、第1のインダクタ (L_1) 電流と第2のインダクタ (L_2) 電流の合成値と基準値との誤差の増幅値に対して、第1のスイッチ (Q_1) のスイッチ駆動パルスのオン時比率の上限リミットと、第4のスイッチ (Q_4) のスイッチ駆動パルスのオン時比率の下限リミットとが設けられ、充電モード時に制御対象となる第1のスイッチ (Q_1) と放電モード時に制御対象となる第4のスイッチ (Q_4) をスイッチングする。

[0021] ここで、本発明の双方向DC-DCコンバータにおける駆動回路の制御は、以下のS1～S4のステップを備える。

S1) 第1のスイッチ (Q_1) と第4のスイッチ (Q_4)、及び、第2のスイッチ (Q_2) と第3のスイッチ (Q_3) を、それぞれ相補的に動作するステップ。

S2) 第1のスイッチ (Q_1) のオン時比率と第4のスイッチ (Q_4) のオン時比率の合計、及び、第2のスイッチ (Q_2) のオン時比率と第3のスイッ

チ (Q_3) のオン時比率の合計は、共に 1 とするステップ。

S 3) 充電モード時に、第 2 のスイッチ (Q_2) のオン時比率が 0.5 未満である場合には、第 1 のスイッチ (Q_1) と第 2 のスイッチ (Q_2) のオン時比率は同一とし、第 2 のスイッチ (Q_2) のオン時比率が 0.5 以上である場合には、第 1 のスイッチ (Q_1) のオン時比率は 0.5 に固定するステップ。

S 4) 放電モード時に、第 3 のスイッチ (Q_3) のオン時比率が 0.5 未満である場合には、第 4 のスイッチ (Q_4) のオン時比率は 0.5 に固定し、第 3 のスイッチ (Q_3) のオン時比率が 0.5 以上である場合には、第 4 のスイッチ (Q_4) と第 3 のスイッチ (Q_3) のオン時比率は同一とするステップ。

発明の効果

[0022] 本発明の双方向 DC-DC コンバータによれば、放電モードでの電圧ダブラー特性と、充電モードでの分圧器特性を広範囲に拡張し、広い入力／出力範囲の用途のための電圧変換比の向上という点で優れた性能を有するといった効果がある。

また、本発明の双方向 DC-DC コンバータによれば、自動電流バランス、低導通損失、低スイッチストレス、高速過渡応答、および高電力密度を実現できるといった効果がある。

図面の簡単な説明

[0023] [図1]双方向 DC-DC コンバータの概要図

[図2]双方向 DC-DC コンバータの回路構成図

[図3]本発明の双方向 DC-DC コンバータの駆動回路の制御ブロック図

[図4-1]従来の IBDC および ICPCDC の降圧／昇圧の電圧変換比を示すグラフ

[図4-2]本発明の双方向 DC-DC コンバータの降圧／昇圧の電圧変換比を示すグラフ

[図5]充電モードでの ICPCDC の遷移等価回路図

[図6]放電モードでの ICPCDC の遷移等価回路図

[図7]本発明の双方向 DC-DC コンバータの典型的なスイッチ駆動パルスの

パターン

[図8-1]充電モードにおけるスイッチ駆動パルスのパターン 1

[図8-2]充電モードにおけるスイッチ駆動パルスのパターン 2

[図9-1]放電モードにおけるスイッチ駆動パルスのパターン 1

[図9-2]放電モードにおけるスイッチ駆動パルスのパターン 2

[図10]従来の I C P B D C の制御方法と本発明の双方向 D C - D C コンバータの制御方法を用いた降圧動作の実測波形を示すグラフ

[図11]本発明の双方向 D C - D C コンバータの制御方法の電圧変換効率を示すグラフ

[図12]電気自動車 (E V) や太陽光発電 (P V) を接続する直流マイクログリッドシステムの構成図

発明を実施するための最良の形態

[0024] 以下、本発明の実施形態の一例を、図面を参照しながら詳細に説明していく。なお、本発明の範囲は、以下の実施例や図示例に限定されるものではなく、幾多の変更及び変形が可能である。

実施例 1

[0025] 双方向 D C - D C コンバータ 1 の概要図を図 1 に示す。ここでは、バッテリー V_{bat} を低圧側、D C バス V_{bus} を高圧側とし、 V_{bus} から V_{bat} への電力伝送を充電モード (降圧動作) とし、 V_{bat} から V_{bus} への電力伝送を放電モード (昇圧動作) とする。

双方向 D C - D C コンバータ 1 は、電気自動車 (Electric Vehicle) が接続される直流マイクログリッド (Direct Current Micro-Grid) 用のチャージポンプ双方向 D C / D C コンバータ (I C P B D C) のトポロジーの回路で構成される。図 2 は、本発明の双方向 D C - D C コンバータの回路構成を示す。

[0026] 本発明の双方向 D C - D C コンバータは、図 2 に示すように、第 1 の低圧 D C 電源と第 2 の高圧 D C 電源の間に設けられ、第 1 の低圧 D C 電源側フィルタキャパシタ (C_L) と第 2 の高圧 D C 電源側フィルタキャパシタ (C_H) と、第 1 の低圧 D C 電源の正端子側に並列接続された 2 つの第 1 及び第 2 の

インダクタ (L_1 , L_2) と、第1～第4のスイッチ ($Q_1 \sim Q_4$) と、チャージポンプ (C_B) と、第1～第4のスイッチを制御する駆動回路で構成される。

第2のスイッチ (Q_2) は、第1のインダクタ (L_1) に直列接続され、第1のスイッチ (Q_1) は、第2のスイッチ (Q_2) と第2の高圧DC電源の正端子の間に接続される。

第3のスイッチ (Q_3) は、第1のインダクタ (L_1) と第2の高圧DC電源の負端子との間に接続され、第4のスイッチ (Q_4) は、第2のインダクタ (L_2) と第2の高圧DC電源の負端子との間に接続される。

チャージポンプ (C_B) は、第1及び第2のスイッチ (Q_1 , Q_2) の接続点と、第2のインダクタ (L_2) と第4のスイッチ (Q_4) の接続点の間に接続される。

ここで、充電モードと放電モードのモード毎にそれぞれ制御対象となるスイッチは、充電モードでは第1及び第2のスイッチ (Q_1 , Q_2) であり、放電モードでは第3及び第4のスイッチ (Q_3 , Q_4) である。

[0027] 本発明の双方向DC-DCコンバータにおける駆動回路は、第1のインダクタ (L_1) 電流と第2のインダクタ (L_2) 電流の合成値と基準値との誤差の増幅値に対して、第1のスイッチ (Q_1) のスイッチ駆動パルスのオン時比率の上限リミットと、第4のスイッチ (Q_4) のスイッチ駆動パルスのオン時比率の下限リミットとが設けられる。より具体的には、駆動回路は、図3に示す制御ロジックで動作する。

すなわち、第1のインダクタ (L_1) 電流と第2のインダクタ (L_2) 電流の合成値と基準値との誤差の増幅値に対して、第1のスイッチ (Q_1) のスイッチ駆動パルスのオン時比率 (D_{Q1}) と第4のスイッチ (Q_4) のスイッチ駆動パルスのオン時比率 (D_{Q4}) は、充電モードと放電モードによらず共通で、それぞれ、 $0 < D_{Q1} \leq 0.5$, $0 < D_{Q4} \leq 0.5$ であり、第2のスイッチ (Q_2) のスイッチ駆動パルスのオン時比率 (D_{Q2}) と第3のスイッチ (Q_3) のスイッチ駆動パルスのオン時比率 (D_{Q3}) は、充電モードと放電モード

によらず共通で、それぞれ、 $0 < D_{Q1} < 1$ 、 $0 < D_{Q4} < 1$ である。

下記表 1 は、駆動回路の動作モードの各スイッチのスイッチ駆動パルスのオン時比率の範囲を纏めたものである。また、下記表 2 は、動作モード毎の制御対象のスイッチの制御スキームを纏めたものである。

[0028] [表1]

	Q_1	Q_2	$Q_3 (= \overline{Q_2})$	$Q_4 (= \overline{Q_1})$
充電モード (降圧動作)	$0 < D_{Q1} \leq 0.5$	$0 < D_{Q2} < 1$	$0 < D_{Q3} < 1$	$0.5 \leq D_{Q4} < 1$
放電モード (昇圧動作)	$0 < D_{Q1} \leq 0.5$	$0 < D_{Q2} < 1$	$0 < D_{Q3} < 1$	$0.5 \leq D_{Q4} < 1$
第1相目	$D_{Q1} + D_{Q4} = 1, D_{Q2} + D_{Q3} = 1$ 充電モード (降圧動作) のデューティ・サイクルは、 Q_1 および Q_2 でアクティブに制御。			
第2相目	$D_{Q1} + D_{Q4} = 1, D_{Q2} + D_{Q3} = 1$ 放電モード (昇圧動作) のデューティ・サイクルは、 Q_3 および Q_4 でアクティブに制御。			

[0029] [表2]

制御スキーム			
動作モード	x	制御対象 スイッチ	同期整流
充電モード (降圧動作)	1	Q_1, Q_2	Q_3, Q_4
放電モード (昇圧動作)	0	Q_3, Q_4	Q_1, Q_2

[0030] 本発明の双方向DC-DCコンバータでは、従来のIBDCおよびICPBDCの降圧および昇圧の電圧変換比(VCR; Voltage Conversion Ratio)を改善するものである。図4-1に従来のIBDCおよびICPBDCの降圧および昇圧の電圧変換比(VCR)を示す。上述のオン時比率の条件であるFDCを適用したICPBDCの重要な技術課題は、パワー半導体スイッチのオン時比率が制限されることで、DCバス電圧の制御範囲が大きく制限されることである。

すなわち、充電モード（降圧動作）ではオン時比率が0.5以下、放電モード（昇圧動作）ではオン時比率が0.5以上の領域に限定されるため、その結果、ICPBCが広いDCバス電圧に対応した動作が制限されることになる。

[0031] この対策として、本発明の双方向DC-DCコンバータでは、ICPBCを構成するパワー半導体スイッチの駆動回路において、デューティサイクル制限値制御（Duty Limit Control；以下、「DLC」という。）を実装することによって、広範囲のDCバス電圧制御を実現する。上述のDLCの実装により、ICPBCのインダクタ電流は平衡を実現することができ、放電モードでの高昇圧比特性および充電モードでの高降圧比特性を、図4-2に示す降圧および昇圧の電圧変換比（VCR）のように改善し、理論上、全範囲に拡大することができる。

[0032] 次に、本発明の双方向DC-DCコンバータの動作モードについて説明する。

本発明の双方向DC-DCコンバータでは、図2の回路構成に示すとおり、アクティブスイッチ（ $Q_1 \sim Q_4$ ）、チャージポンプ（ C_B ）、低圧DC電源側フィルタキャパシタ（ C_L ）、及び高圧DC電源側フィルキャパシタ（ C_H ）を含む。これらはすべて理想素子であるとし、2つのインダクタンス電流（ i_{L1} , i_{L2} ）は連続電流モードで動作すると仮定する。さらに、すべてのキャパシタの容量は十分大きく、電圧変動を無視できるものとする。

以下の解析は、本発明の双方向DC-DCコンバータの駆動回路においてDLCを実装することにより、充電モード（降圧動作）におけるスイッチ Q_2 のオン時比率 $D_{Q2} > 0.5$ 、放電モード（昇圧動作）においてはスイッチ Q_3 のオン時比率 $D_{Q3} > 0.5$ に焦点を当てる。

[0033] <充電モード（降圧動作）>

充電モードでのICPBCの遷移等価回路を、図5（1）～（4）を参照して説明する。

（1-1）CM1：スイッチ Q_1 と Q_2 が開き、スイッチ Q_3 と Q_4 が閉じる（

図5（1）参照）。2相のインダクタ L_1 、 L_2 電圧とポンプキャパシタ C_B 電流は、それぞれ下記の式1で表される。

[0034] [数1]

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= V_{bus} - V_{bat} \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} &= V_{bus} - V_{bat} - V_{CB} \\ C_B \frac{dV_{CB}}{dt} &= i_{L2} \quad \dots \text{(式1)} \\ C_L \frac{dV_{CL}}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} - \frac{V_{bat}}{R_L} \end{aligned}$$

[0035] （1－2）CM2：スイッチ Q_1 と Q_3 が開き、スイッチ Q_2 と Q_4 が閉じる（図5（2）参照）。インダクタ L_1 、 L_2 電圧と、 C_B 電流はそれぞれ下記の式2で表される。

[0036] [数2]

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= -V_{bat} \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} &= V_{bus} - V_{bat} - V_{CB} \\ C_B \frac{dV_{CB}}{dt} &= i_{L2} \quad \dots \text{(式2)} \\ C_L \frac{dV_{CL}}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} - \frac{V_{bat}}{R_L} \end{aligned}$$

[0037] （1－3）CM3：上述のCM1と同様に、スイッチ Q_1 と Q_2 が開き、スイッチ Q_3 と Q_4 が閉じる（図5（3）参照）。2相のインダクタ L_1 、 L_2 電圧とポンプキャパシタ C_B 電流は、それぞれ上記の式1で表される。

[0038] （1－4）CM4：スイッチ Q_2 と Q_4 が開き、スイッチ Q_1 と Q_3 が閉じる（図5（4）参照）。電圧とコンデンサ電流は下記の式3で表される。

[0039]

[数3]

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= V_{CB} - V_{bat} \\
 L_2 \frac{di_{L2}}{dt} &= -V_{bat} \\
 C_B \frac{dV_{CB}}{dt} &= -i_{L1} \\
 C_L \frac{dV_{CL}}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} - \frac{V_{bat}}{R_L}
 \end{aligned}
 \quad \dots \text{(式3)}$$

[0040] 充電モードでは、電圧－時間積の平衡条件に基づき、電圧変換比とチャージポンプ電圧は下記の式4で定義され、また、電流－時間積の平衡条件に基づき、インダクタンス電流（ i_{L1} 、 i_{L2} ）は下記の式5で定義される。

[0041] [数4]

$$\begin{aligned}
 \frac{V_{bat}}{V_{bus}} &= D_{Q1} \cdot D_{Q2} \\
 V_{CB} &= V_{bus} (1 - D_{Q2})
 \end{aligned}
 \quad \dots \text{(式4)}$$

[0042] [数5]

$$\begin{aligned}
 i_{L1} &= D_{Q1} i_L \\
 i_{L2} &= (1 - D_{Q1}) i_L
 \end{aligned}
 \quad \dots \text{(式5)}$$

[0043] <放電モード（昇圧動作）>

放電モードでのICPBCの遷移等価回路を、図6（1）～（4）を参照して説明する。

（2－1）DM1：スイッチ Q_2 と Q_4 が開き、スイッチ Q_1 と Q_3 が閉じる（図6（1）参照）。インダクタンス電圧とコンデンサ電流は、それぞれ下記の式6で表される。

[0044]

[数6]

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= -V_{bat} + V_{CB} \\
 L_2 \frac{di_{L2}}{dt} &= -V_L \\
 C_B \frac{dV_{CB}}{dt} &= i_{L1} \quad \dots \text{(式6)} \\
 C_H \frac{dV_{CH}}{dt} &= -\frac{V_{bus}}{R_H}
 \end{aligned}$$

[0045] (2-2) DM2 : スイッチ Q_1 と Q_2 が開き、スイッチ Q_3 と Q_4 が閉じる (図6 (2) 参照)。インダクタンス電圧とコンデンサ電流は、それぞれ下記の式7で表される。

[0046] [数7]

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= V_{bus} - V_{bat} \\
 L_2 \frac{di_{L2}}{dt} &= V_{bus} - V_{bat} - V_{CB} \\
 C_B \frac{dV_{CB}}{dt} &= -i_{L2} \quad \dots \text{(式7)} \\
 C_H \frac{dV_{CH}}{dt} &= i_{L1} + i_{L2} - \frac{V_{bus}}{R_H}
 \end{aligned}$$

[0047] (2-3) DM3 : スイッチ Q_1 と Q_3 が開き、スイッチ Q_2 と Q_4 が閉じる (図6 (3) 参照)。インダクタンス電圧とコンデンサ電流は、それぞれ下記の式8で表される。

[0048]

[数8]

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= -V_{bat} \\
 L_2 \frac{di_{L2}}{dt} &= V_{bus} - V_{bat} - V_{CB} \\
 C_B \frac{dV_{CB}}{dt} &= -i_{L2} \quad \dots \text{(式8)} \\
 C_H \frac{dV_{CH}}{dt} &= i_{L2} - \frac{V_{bus}}{R_H}
 \end{aligned}$$

[0049] (2-4) DM4: 上述のDM2と同様に、スイッチ Q_1 と Q_2 が開き、スイッチ Q_3 と Q_4 が閉じる(図6(4)参照)。インダクタンス電圧とコンデンサ電流は、それぞれ上記の式7で表される。

[0050] 放電モードでは、電圧-時間積の平衡条件に基づき、電圧変換比とチャージポンプ電圧は下記の式9で定義され、また、電流-時間積の平衡条件に基づき、インダクタンス電流(i_{L1} , i_{L2})は下記の式10で定義される。

[0051] [数9]

$$\begin{aligned}
 \frac{V_{bus}}{V_{bat}} &= \frac{1}{(1-D_{Q3})(1-D_{Q4})} \quad \dots \text{(式9)} \\
 V_{CB} &= V_{bus} D_{Q3}
 \end{aligned}$$

[0052] [数10]

$$\begin{aligned}
 i_{L1} &= \frac{1}{(1-D_{Q3})} i_H \\
 i_{L2} &= \frac{D_{Q4}}{(1-D_{Q3})(1-D_{Q4})} i_H \quad \dots \text{(式10)}
 \end{aligned}$$

[0053] 次に、本発明の双方向DC-DCコンバータにおける駆動回路に実装する制御ロジックについて説明する。前述したとおり、第1のインダクタ(L_1)

電流と第2のインダクタ (L_2) 電流の合成値と基準値との誤差の増幅値に対して、第1のスイッチ (Q_1) のスイッチ駆動パルスのオン時比率の上限リミットと、第4のスイッチ (Q_4) のスイッチ駆動パルスのオン時比率の下限リミットと設定する。

すなわち、図3に示したように、2相インダクタ電流の合成電流を検出し、その基準値と付き合わせした後に、比例・積分 (PI) 器を通し、リミット回路を介した後に、降圧・昇圧に応じてスイッチ $Q_1 \sim Q_4$ へのスイッチ駆動パルスのオン時比率を決定する。2相インダクタ電流の合成値と基準値との誤差の増幅値に対して、充電モードと放電モードのオン時比率を非対称に制御することにより、2相インダクタ電流の平衡が実現し、かつオン時比率の幅を広げることで、より広い電圧変動にも対応することができる。

V_o 基準値は動作モードに応じて、 V_o と $V_{o,ref}$ で切り替わる。 $i_{Lt,ref}$ は電圧誤差のPI制御により生成される。 $i_{Lt,ref}$ の値と入力電流 i_{Lt} (2相インダクタ電流の合成値) との誤差をPI制御器により演算し、PI制御器を経てモード別に決まるスイッチのオン時比率を決定する。ここで、 V_{con} は電圧・電流制御ループから算出されるスイッチオン時比率制御量であり、また、 $V_{con,c}$ は充電モードのときのスイッチオン時比率制御量、 $V_{con,d}$ は放電モードのときのスイッチオン時比率制御量である。 $V_{tri,c}$ と $V_{tri,d}$ は同一三角波、 $V_{tri,c}$ と $V_{tri,d}$ は同一の三角波である。互いに位相が 180° 異なる。モードセレクトにより、充電モードと放電モードに対応したスイッチ駆動パルスパターンを生成する。

[0054] 本発明の双方向DC-DCコンバータの典型的なスイッチ駆動パルスのパターンを図7に示す。図7(1)は充電モードのスイッチ駆動パルスのパターンであり、図7(2)は放電モードのスイッチ駆動パルスのパターンである。充電モードにおいて、オン時比率 D_{Q1} , D_{Q2} は上限値を非対称に制御する。一方、放電モードでは、オン時比率 D_{Q3} , D_{Q4} は上限値を非対称に制御する。いずれのモードもスイッチ Q_1 と Q_4 は相補的に、また、スイッチ Q_2 と Q_3 は相補的に動作する。

図8－1は、充電モードでスイッチ Q_1 、 Q_2 のオン時比率0.5以下の場合の各部の動作波形を示す。インダクタ電流 i_{L1} はスイッチ Q_2 のオン区間で線形上昇の特性を有し、インダクタ電流 i_{L2} はスイッチ Q_1 のオン区間で線形上昇の特性を有する。各スイッチのオフ電圧は、別途式で定義したとおりのオフ電圧である。

また、図8－2は、充電モードでスイッチ Q_2 のオン時比率が0.5を超える場合の動作波形である。本発明の双方向DC－DCコンバータの駆動回路におけるデューティ制限制御方法に従い、スイッチ Q_1 は0.5に制限されており、非対称のオン時比率となる。

図9－1は、放電モードでの各部の動作波形であり、スイッチ Q_3 、 Q_4 はオン時比率0.5を超えたと共に同一のオン時比率を持つ。インダクタ電流 i_{L2} はスイッチ Q_4 がオン時に電流が線形上昇し、インダクタ電流 i_{L1} はスイッチ Q_3 がオン時に電流が線形上昇し、各インダクタにエネルギーが蓄積する。スイッチ Q_4 と相補的に動作するスイッチ Q_1 がオン時のインダクタ電流 i_{L2} は線形下降し、インダクタ L_2 に蓄積された電磁エネルギーを V_{bus} 側へ放出して昇圧動作となる。スイッチ Q_3 と相補的に動作するスイッチ Q_2 がオン時のインダクタ電流 i_{L1} は線形下降し、インダクタ L_1 に蓄積された電磁エネルギーを V_{bus} 側へ放出して昇圧動作となる。

また、図9－2は、放電モードでの各部の動作波形であり、スイッチ Q_3 はオン時比率0.5より小さく、スイッチ Q_4 はオン時比率0.5に制限されているパターンである。インダクタ電流 i_{L2} はスイッチ Q_4 がオン時に電流が線形上昇し、インダクタ電流 i_{L1} はスイッチ Q_3 がオン時に電流が線形上昇しており、各インダクタにエネルギーが蓄積する。スイッチ Q_4 と相補的に動作するスイッチ Q_1 がオン時のインダクタ電流 i_{L2} は線形下降し、インダクタ L_2 に蓄積された電磁エネルギーを V_{bus} 側へ放出して昇圧動作となる。スイッチ Q_3 と相補的に動作するスイッチ Q_2 がオン時のインダクタ電流 i_{L1} は線形下降し、インダクタ L_1 に蓄積された電磁エネルギーを V_{bus} 側へ放出して昇圧動作となる。各スイッチのオフ電圧は別途式で定義したとおりのオフ電圧で

ある。

[0055] <充電モード>

制御出力が $D_{Q2} < 0.5$ である場合、スイッチ制御信号 $D_{Q1} = D_{Q2}$ となり、制御出力が $D_{Q2} > 0.5$ である場合、制御信号 $D_{Q1} = 0.5$ となる。すなわち、下記の式11に、上記の式4と式5をそれぞれ代入し、電圧利得は、下記の式12のとおり表される。

[0056] [数11]

$$D_{Q1} = \begin{cases} D_{Q2}, & \text{when } D_{Q2} < 0.5 \\ 0.5, & \text{when } D_{Q2} \geq 0.5 \end{cases} \quad \dots \text{ (式11)}$$

[0057] [数12]

$$\frac{V_{bat}}{V_{bus}} = \frac{D_{Q2}}{2} \quad \dots \text{ (式12)}$$

[0058] また、チャージポンプキャパシタ電圧 V_{CB} は、下記の式13のとおり定義され、インダクタンス電流(i_{L1} , i_{L2})は、下記の式14のとおり定義される。また、各スイッチの電圧ストレスは、下記の式15のとおり定義される。

[0059] [数13]

$$V_{CB} = \begin{cases} \frac{V_{bus}}{2}, & \text{when } D_{Q2} < 0.5 \\ (1 - D_{Q2})V_{bus}, & \text{when } D_{Q2} \geq 0.5 \end{cases} \quad \dots \text{ (式13)}$$

[0060] [数14]

$$i_{L1} = i_{L2} = \frac{i_L}{2} \quad \dots \text{ (式14)}$$

[0061]

[数15]

$$\begin{cases} V_{Q1} = V_{Q3} = V_{Q4} = \frac{V_{bus}}{2}, & \text{when } D_{Q2} < 0.5 \\ V_{Q2} = V_{bus} \end{cases} \quad \dots \text{ (式15)}$$

$$\begin{cases} V_{Q1} = V_{Q4} = D_{Q2} V_{bus}, \\ V_{Q2} = V_{Q3} = V_{bus} \end{cases}, \quad \text{when } D_{Q2} \geq 0.5$$

[0062] <放電モード>

制御出力が $D_{Q3} < 0.5$ である場合、スイッチ制御信号 $D_{Q4} = 0.5$ となり、制御出力が $D_{Q3} > 0.5$ である場合、制御信号 $D_{Q4} = D_{Q3}$ となる。すなわち、下記の式16に、上記の式9と式10をそれぞれ代入し、DC電圧比は、下記の式17のとおり表される。

[0063] [数16]

$$D_{Q4} = \begin{cases} 0.5, & \text{when } D_{Q3} \leq 0.5 \\ D_{Q3}, & \text{when } D_{Q3} > 0.5 \end{cases} \quad \dots \text{ (式16)}$$

[0064] [数17]

$$\frac{V_{bus}}{V_{bat}} = \frac{2}{(1 - D_{Q3})} \quad \dots \text{ (式17)}$$

[0065] また、チャージポンプキャパシタ電圧 V_{CB} は、下記の式18のとおり定義され、インダクタンス電流 (i_{L1} , i_{L2}) は、下記の式19のとおり定義される。また、各スイッチの電圧ストレスは、下記の式20のとおり定義される。

[0066] [数18]

$$V_{CB} = \begin{cases} D_{Q3} V_{bus}, & \text{when } D_{Q3} \leq 0.5 \\ \frac{V_{bus}}{2}, & \text{when } D_{Q3} > 0.5 \end{cases} \quad \dots \text{ (式18)}$$

[0067]

[数19]

$$i_{L1} = i_{L2} = \frac{i_H}{(1-D_{Q3})} \quad \dots \text{ (式19)}$$

[0068] [数20]

$$\begin{cases} V_{Q1} = V_{Q4} = (1-D_{Q3})V_{bus}, & \text{when } D_{Q3} \leq 0.5 \\ V_{Q2} = V_{Q3} = V_{bus} \end{cases} \quad \dots \text{ (式20)}$$

$$\begin{cases} V_{Q1} = V_{Q3} = V_{Q4} = \frac{V_{bus}}{2}, & \text{when } D_{Q3} > 0.5 \\ V_{Q2} = V_{bus} \end{cases}$$

[0069] 次に、本発明の双方向DC-DCコンバータの駆動回路に実装するDL Cの有効性を示すため、500WのICP BDCプロトタイプを用いた評価結果について説明する。

入力電圧60Vに対する従来のICP BDCの制御方法と本発明の双方向DC-DCコンバータの制御方法を用いた降圧動作の実測波形を図10に比較して示す。オン時比率の上限値を固定した図10(1)では、2つのインダクタ電流の平均値が不均衡となるのに対して、本発明の双方向DC-DCコンバータの制御方法による動作波形の図10(2)では、2つのインダクタ電流の平均値は、ほぼ等しく平衡が保たれることがわかる。

[0070] DCバス電圧が200Vおよび380Vの場合における本発明の双方向DC-DCコンバータの電圧変換効率について、充電モードでの実測結果を図11(1)、放電モードでの実測結果を図11(2)にそれぞれ示す。200VのDCバス電圧では、充電モードと放電モードでのコンバータの最高効率はそれぞれ97.51%と97.5%が得られる結果となった。一方、380VのDCバス電圧においては、充電モードと放電モードでのコンバータの最大効率はそれぞれ96.74%と96.87%となった。これにより、DCバスラインの変動に対しても、高効率の電力変換を実現することが明らかとなった。なお、効率測定時の V_{bat} はすべて60V一定としている。

本発明の双方向DC-DCコンバータの制御方法は、インダクタ電流のバランス化、動作範囲全体にわたって出力電圧を調整できることがわかった。

[0071] (その他の実施例)

上述の実施例1では、2相のインターリーブ方式双方向DC-DCコンバータを例に挙げて説明したが、2相に限定されず、インダクタを介して3相へ拡張可能である。

産業上の利用可能性

[0072] 本発明は、太陽光発電、燃料電池、電池の用途、ならびに、電源および無停電電源装置(UPS)システムの統合を含む、クリーンエネルギー産業において有用である。

符号の説明

- [0073]
- 1 双方向DC-DCコンバータ
 - 2 駆動回路
 - 3 モードセレクト

請求の範囲

- [請求項1] インターリーブ方式双方向DC-DCコンバータにおいて、
各相のインダクタ電流の合成値と基準値との誤差の増幅値に対して、
充電モードと放電モードのモード毎にそれぞれ制御対象となる一部の
スイッチの駆動パルスのオン時比率の上限又は下限のリミットが非対
称に設けられ、スイッチングされることを特徴とする双方向DC-DC
コンバータ。
- [請求項2] 前記DC-DCコンバータの回路は、
第1の低圧DC電源と第2の高圧DC電源の間に設けられ、
第1の低圧DC電源側フィルタキャパシタ (C_L) と、
第2の高圧DC電源側フィルタキャパシタ (C_H) と、
第1の低圧DC電源の正端子側に並列接続された2つの第1及び第
2のインダクタ (L_1 , L_2) と、
第1のインダクタ (L_1) に直列接続された第2のスイッチ (Q_2
) と、
第2のスイッチ (Q_2) と第2の高圧DC電源の正端子の間に接続
された第1のスイッチ (Q_1) と、
第1のインダクタ (L_1) と第2の高圧DC電源の負端子との間に
接続された第3のスイッチ (Q_3) と、
第2のインダクタ (L_2) と第2の高圧DC電源の負端子との間に
接続された第4のスイッチ (Q_4) と、
第1及び第2のスイッチ (Q_1 , Q_2) の接続点と、第2のインダ
クタ (L_2) と第4のスイッチ (Q_4) の接続点の間に接続されたチ
ャージポンプ (C_B) と、
第1乃至第4のスイッチを制御する駆動回路、
を備え、
前記駆動回路は、
第1のインダクタ (L_1) 電流と第2のインダクタ (L_2) 電流の

合成値と基準値との誤差の増幅値に対して、第1のスイッチ (Q_1) のスイッチ駆動パルスのオン時比率の上限リミットと、第4のスイッチ (Q_4) のスイッチ駆動パルスのオン時比率の下限リミットとが設けられる、請求項1に記載の双方向DC-DCコンバータ。

[請求項3] 第1のスイッチ (Q_1) のスイッチ駆動パルスのオン時比率 (D_{Q1}) と第4のスイッチ (Q_4) のスイッチ駆動パルスのオン時比率 (D_{Q4}) は、充電モードと放電モードによらず共通で、それぞれ、 $0 < D_{Q1} \leq 0.5$, $0 < D_{Q4} \leq 0.5$ であり、

第2のスイッチ (Q_2) のスイッチ駆動パルスのオン時比率 (D_{Q2}) と第3のスイッチ (Q_3) のスイッチ駆動パルスのオン時比率 (D_{Q3}) は、充電モードと放電モードによらず共通で、それぞれ、 $0 < D_{Q1} < 1$, $0 < D_{Q4} < 1$ である、請求項2に記載の双方向DC-DCコンバータ。

[請求項4] 前記駆動回路は、

第1のスイッチ (Q_1) と第4のスイッチ (Q_4)、及び、第2のスイッチ (Q_2) と第3のスイッチ (Q_3) を、それぞれ相補的に動作し、

第1のスイッチ (Q_1) のオン時比率と第4のスイッチ (Q_4) のオン時比率の合計、及び、第2のスイッチ (Q_2) のオン時比率と第3のスイッチ (Q_3) のオン時比率の合計は、共に1であり、

充電モード時、第2のスイッチ (Q_2) のオン時比率が0.5未満である場合には、第1のスイッチ (Q_1) と第2のスイッチ (Q_2) のオン時比率は同一とし、第2のスイッチ (Q_2) のオン時比率が0.5以上である場合には、第1のスイッチ (Q_1) のオン時比率は0.5に固定する、

及び、

放電モード時、第3のスイッチ (Q_3) のオン時比率が0.5未満である場合には、第4のスイッチ (Q_4) のオン時比率は0.5に固

定し、第3のスイッチ (Q_3) のオン時比率が0.5以上である場合には、第4のスイッチ (Q_4) と第3のスイッチ (Q_3) のオン時比率は同一とする、請求項2に記載の双方向DC-DCコンバータ。

[請求項5] 第2の高圧DC電圧に対する第1の低圧DC電圧比は、充電モード時、第1のスイッチ (Q_1) のオン時比率と第2のスイッチ (Q_2) のオン時比率の積である、請求項3又は4に記載の双方向DC-DCコンバータ。

[請求項6] 第2の高圧DC電圧に対する第1の低圧DC電圧比は、放電モード時、値1から第3のスイッチ (Q_3) のオン時比率を減算した値と、値1から第4のスイッチ (Q_4) のオン時比率を減算した値との積の逆数である、請求項3又は4に記載の双方向DC-DCコンバータ。

[請求項7] 第1の低圧DC電源と第2の高圧DC電源の間に設けられ、
第1の低圧DC電源側フィルタキャパシタ (C_L) と、
第2の高圧DC電源側フィルタキャパシタ (C_H) と、
第1の低圧DC電源の正端子側に並列接続された2つの第1及び第2のインダクタ (L_1 , L_2) と、
第1のインダクタ (L_1) に直列接続された第2のスイッチ (Q_2) と、
第2のスイッチ (Q_2) と第2の高圧DC電源の正端子の間に接続された第1のスイッチ (Q_1) と、
第1のインダクタ (L_1) と第2の高圧DC電源の負端子との間に接続された第3のスイッチ (Q_3) と、
第2のインダクタ (L_2) と第2の高圧DC電源の負端子との間に接続された第4のスイッチ (Q_4) と、
第1及び第2のスイッチ (Q_1 , Q_2) の接続点と、第2のインダクタ (L_2) と第4のスイッチ (Q_4) の接続点の間に接続されたチャージポンプ (C_B) と、
第1乃至第4のスイッチを制御する駆動回路、

を備えるインターリーブ方式双方向DC-DCコンバータの回路の制御方法であって、

第1のインダクタ (L_1) 電流と第2のインダクタ (L_2) 電流の合成値と基準値との誤差の増幅値に対して、第1のスイッチ (Q_1) のスイッチ駆動パルスのオン時比率の上限リミットと、第4のスイッチ (Q_4) のスイッチ駆動パルスのオン時比率の下限リミットとが設けられ、充電モード時に制御対象となる第1及び第2のスイッチ (Q_1, Q_2) と放電モード時に制御対象となる第3及び第4のスイッチ (Q_3, Q_4) をスイッチングする、双方向DC-DCコンバータの制御方法。

[請求項8]

前記駆動回路の制御は、

第1のスイッチ (Q_1) と第4のスイッチ (Q_4) 、及び、第2のスイッチ (Q_2) と第3のスイッチ (Q_3) を、それぞれ相補的に動作するステップと、

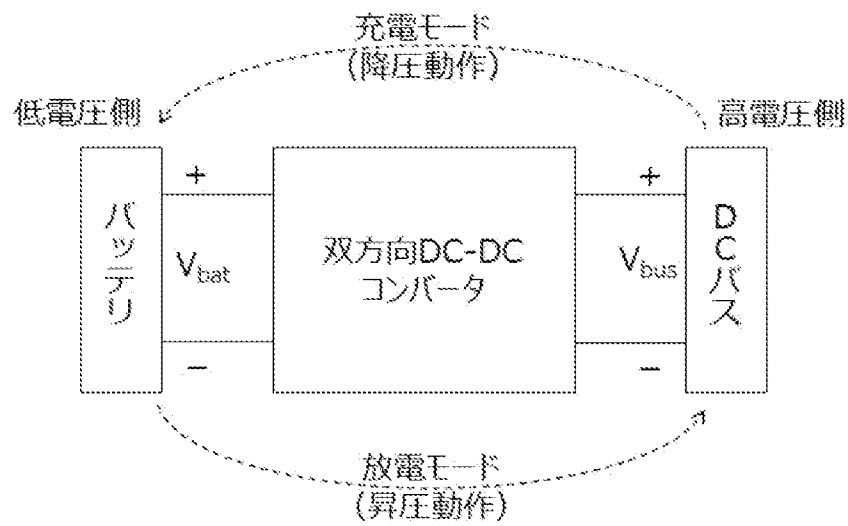
第1のスイッチ (Q_1) のオン時比率と第4のスイッチ (Q_4) のオン時比率の合計、及び、第2のスイッチ (Q_2) のオン時比率と第3のスイッチ (Q_3) のオン時比率の合計は、共に1とするステップと、

充電モード時に、第2のスイッチ (Q_2) のオン時比率が0.5未満である場合には、第1のスイッチ (Q_1) と第2のスイッチ (Q_2) のオン時比率は同一とし、第2のスイッチ (Q_2) のオン時比率が0.5以上である場合には、第1のスイッチ (Q_1) のオン時比率は0.5に固定するステップと、

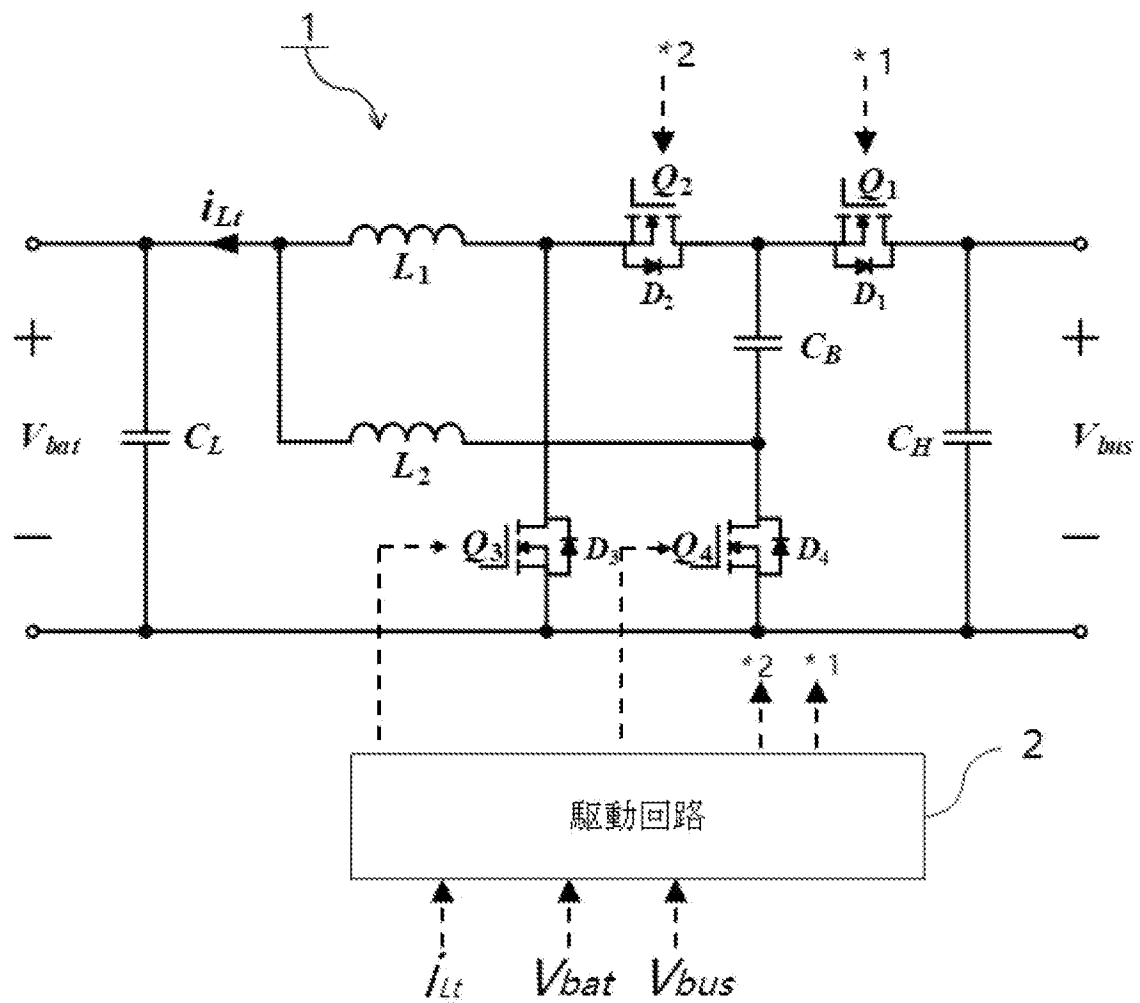
放電モード時に、第3のスイッチ (Q_3) のオン時比率が0.5未満である場合には、第4のスイッチ (Q_4) のオン時比率は0.5に固定し、第3のスイッチ (Q_3) のオン時比率が0.5以上である場合には、第4のスイッチ (Q_4) と第3のスイッチ (Q_3) のオン時比率は同一とするステップを備える、請求項7に記載の双方向DC-

D Cコンバータの制御方法。

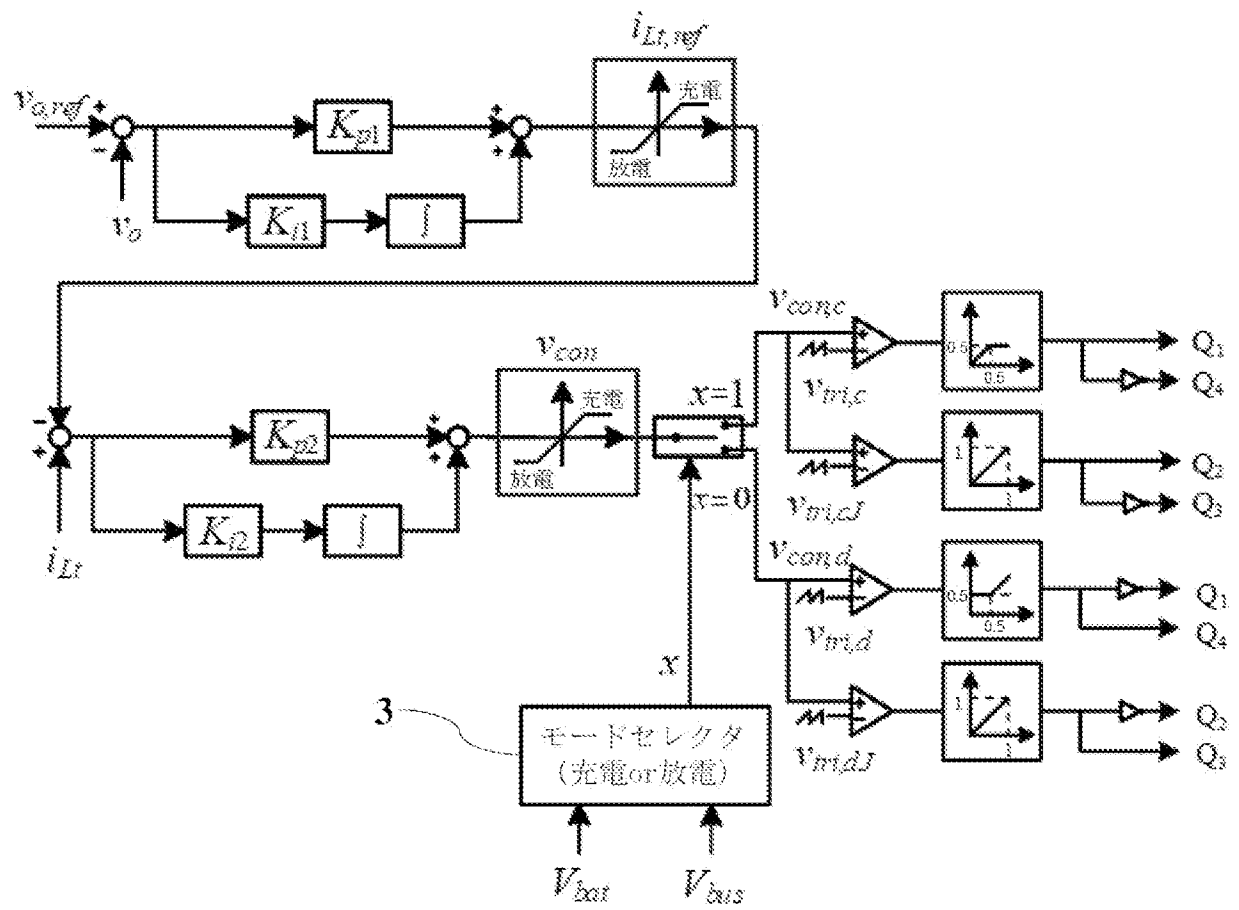
[図1]



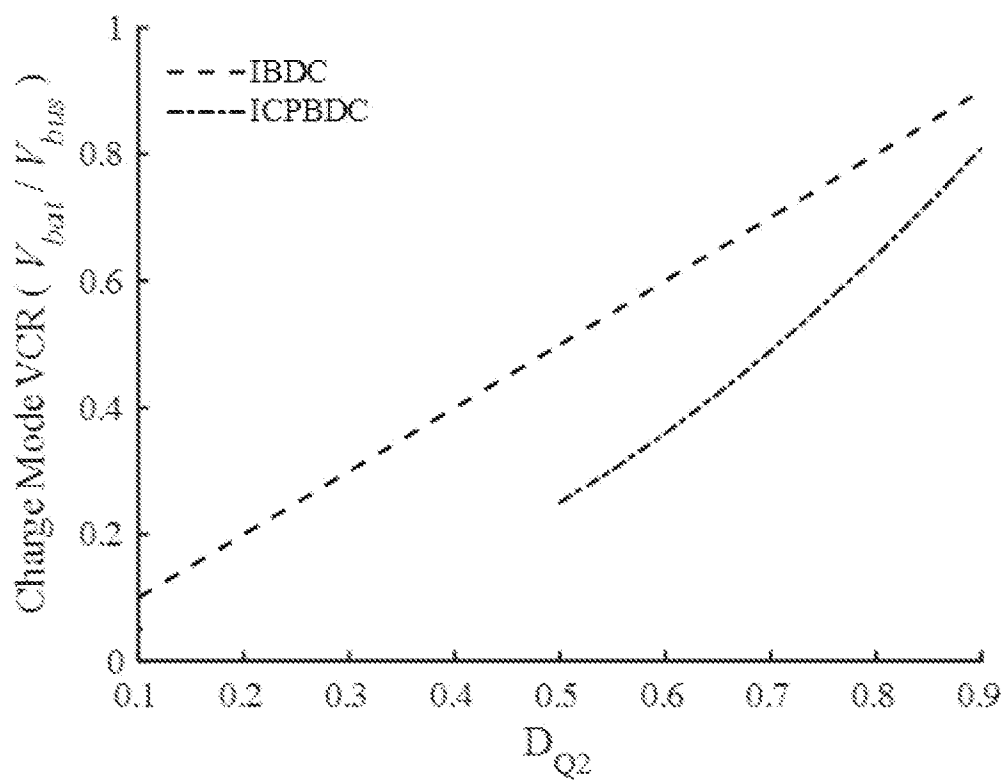
[図2]



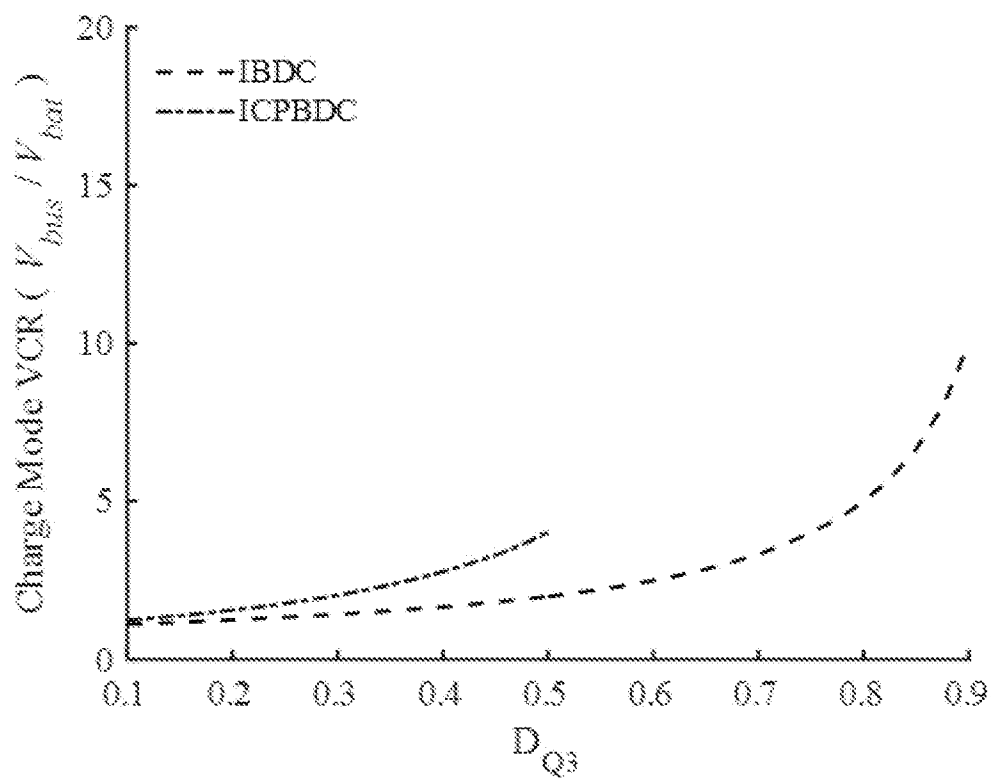
[図3]



[図4-1]

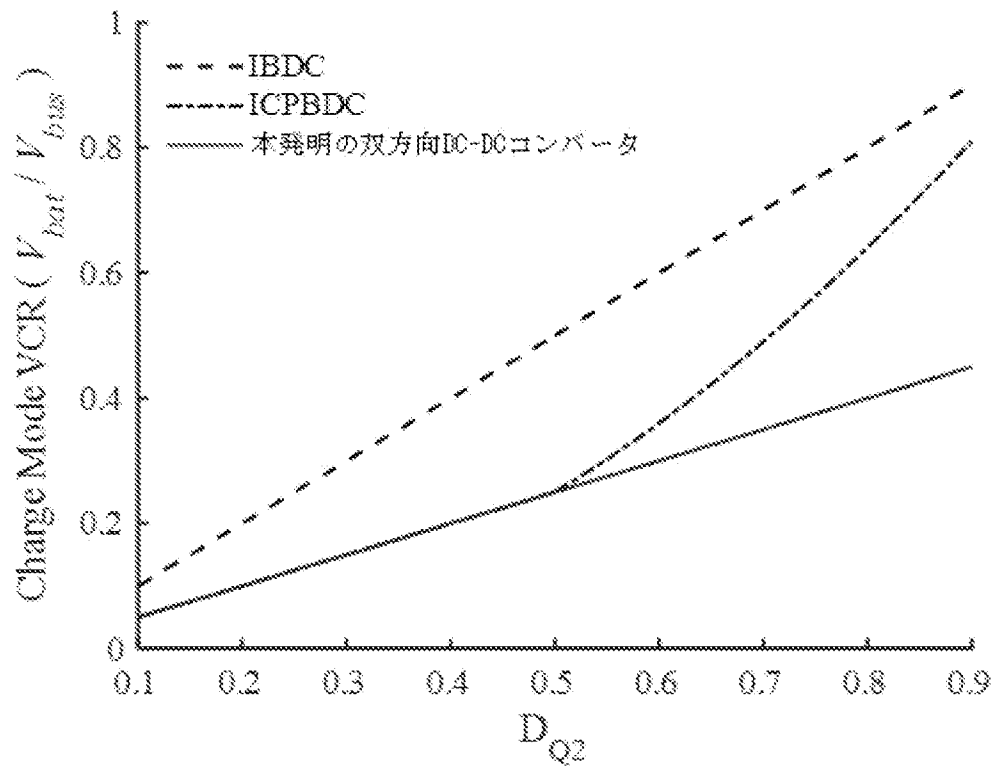


(1) 充電モード (降圧動作)

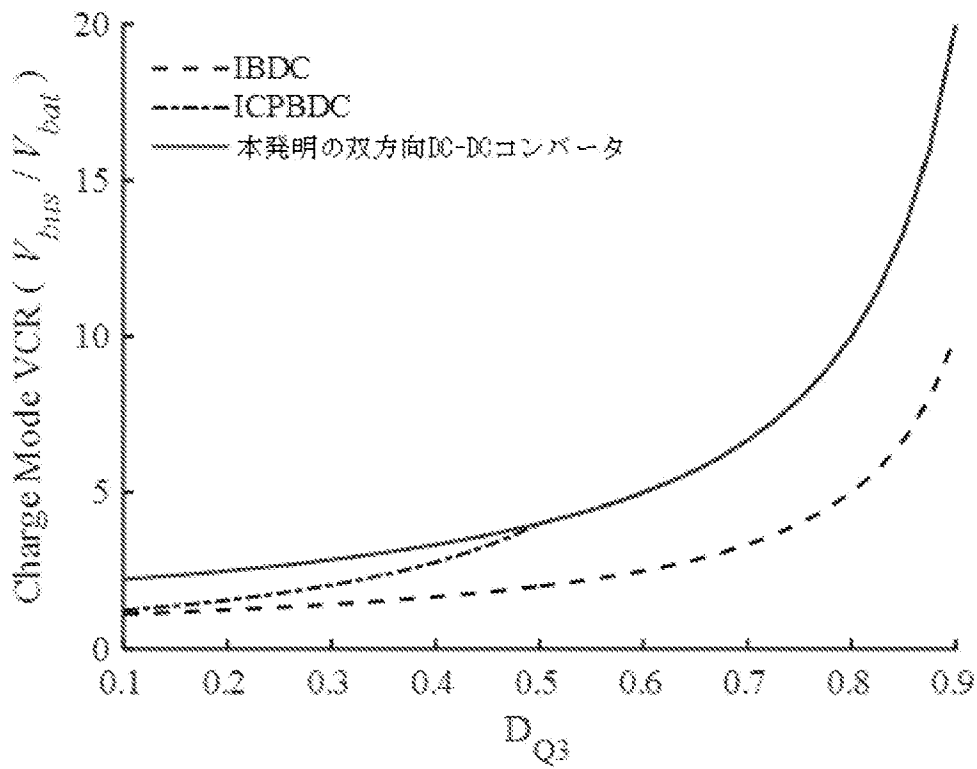


(2) 放電モード (昇圧動作)

[図4-2]

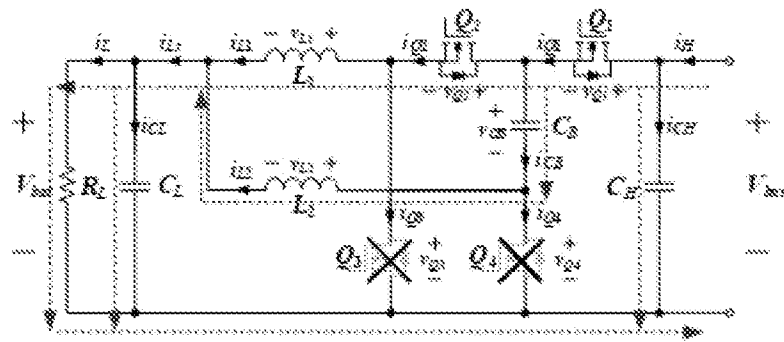


(1) 充電モード (降圧動作)

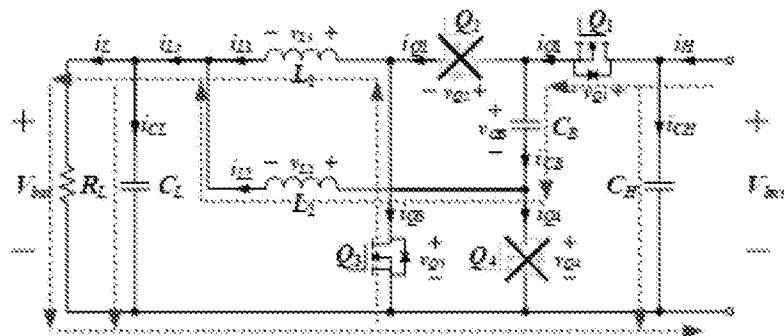


(2) 放電モード (昇圧動作)

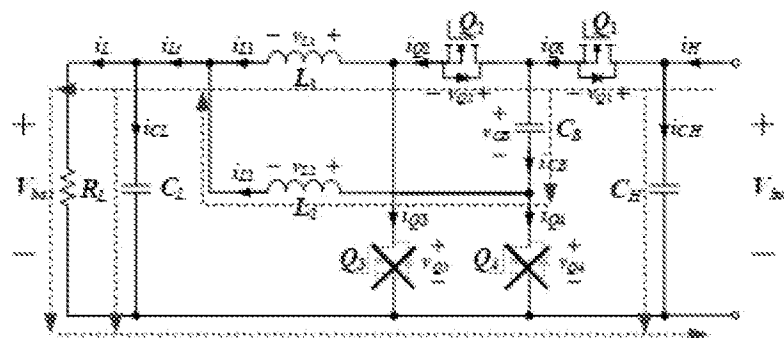
[図5]



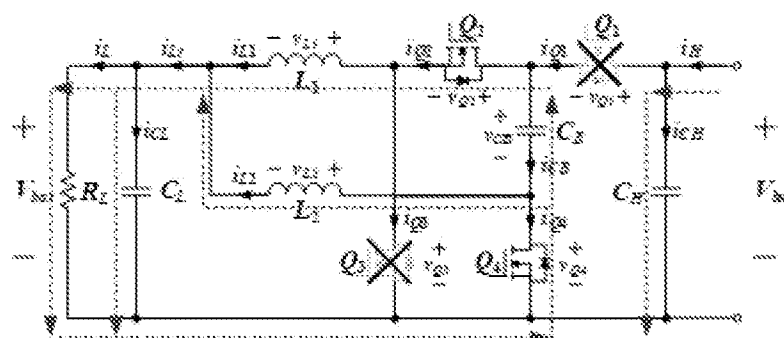
(1) 充電モード1 (CM1)



(2) 充電モード2 (CM2)

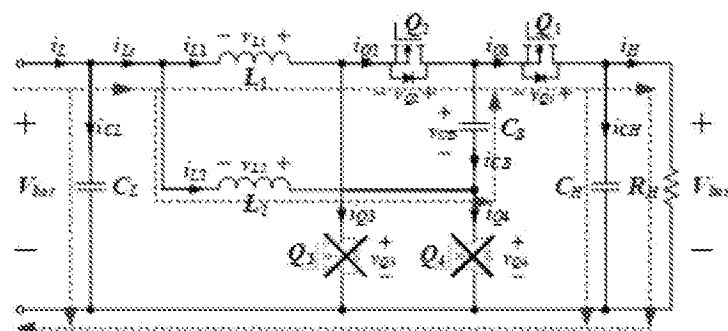
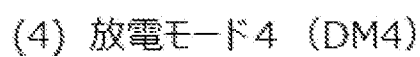
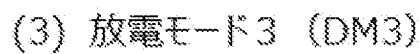
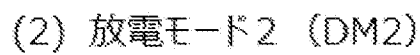


(3) 充電モード3 (CM3)

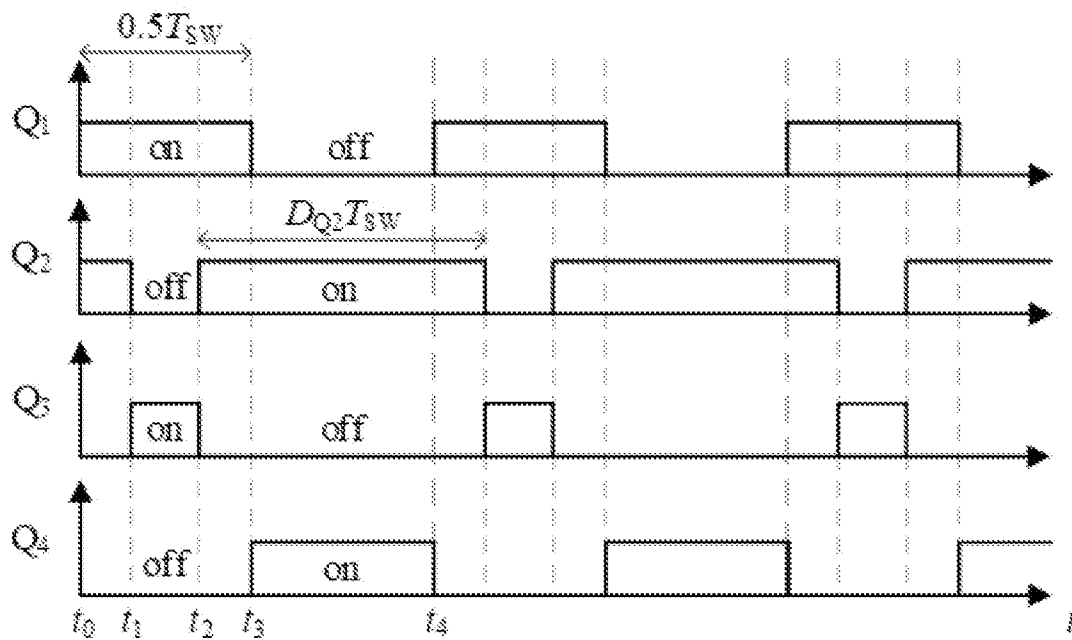


(4) 充電モード4 (CM4)

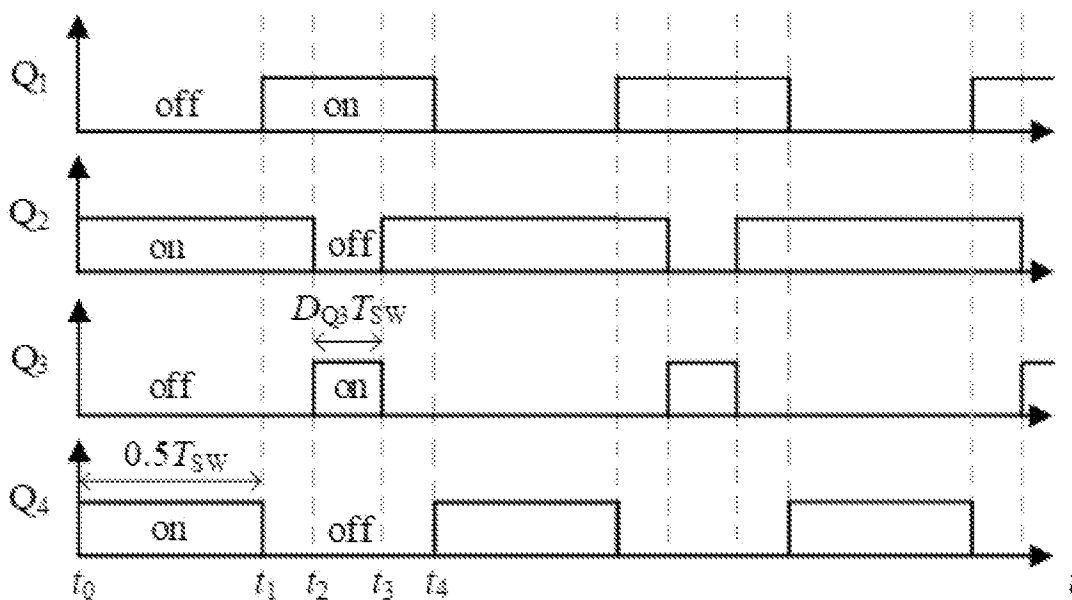
(1) 放電モード1 (DM1)



[図7]

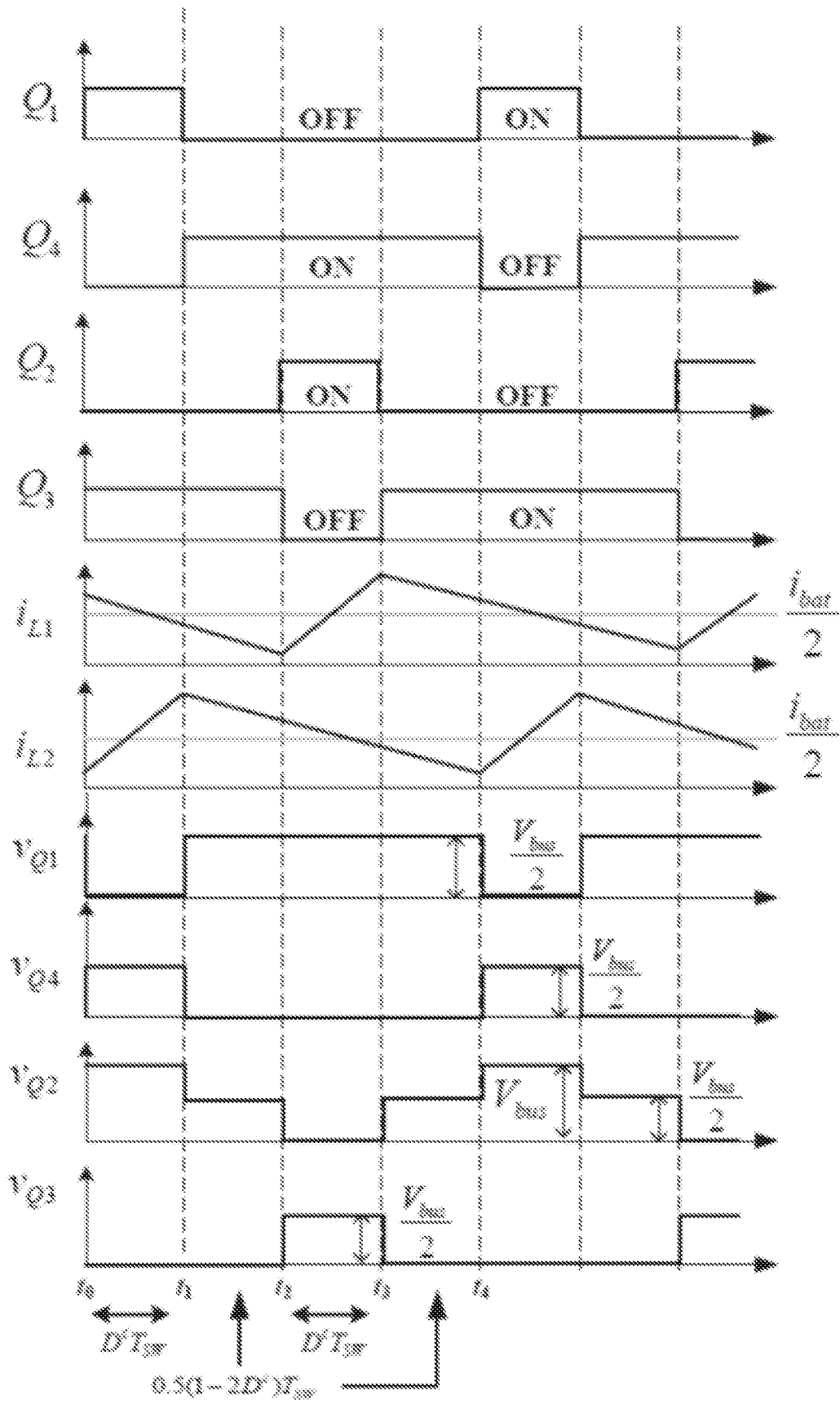


(1)充電モードのスイッチ駆動パルスのパターン

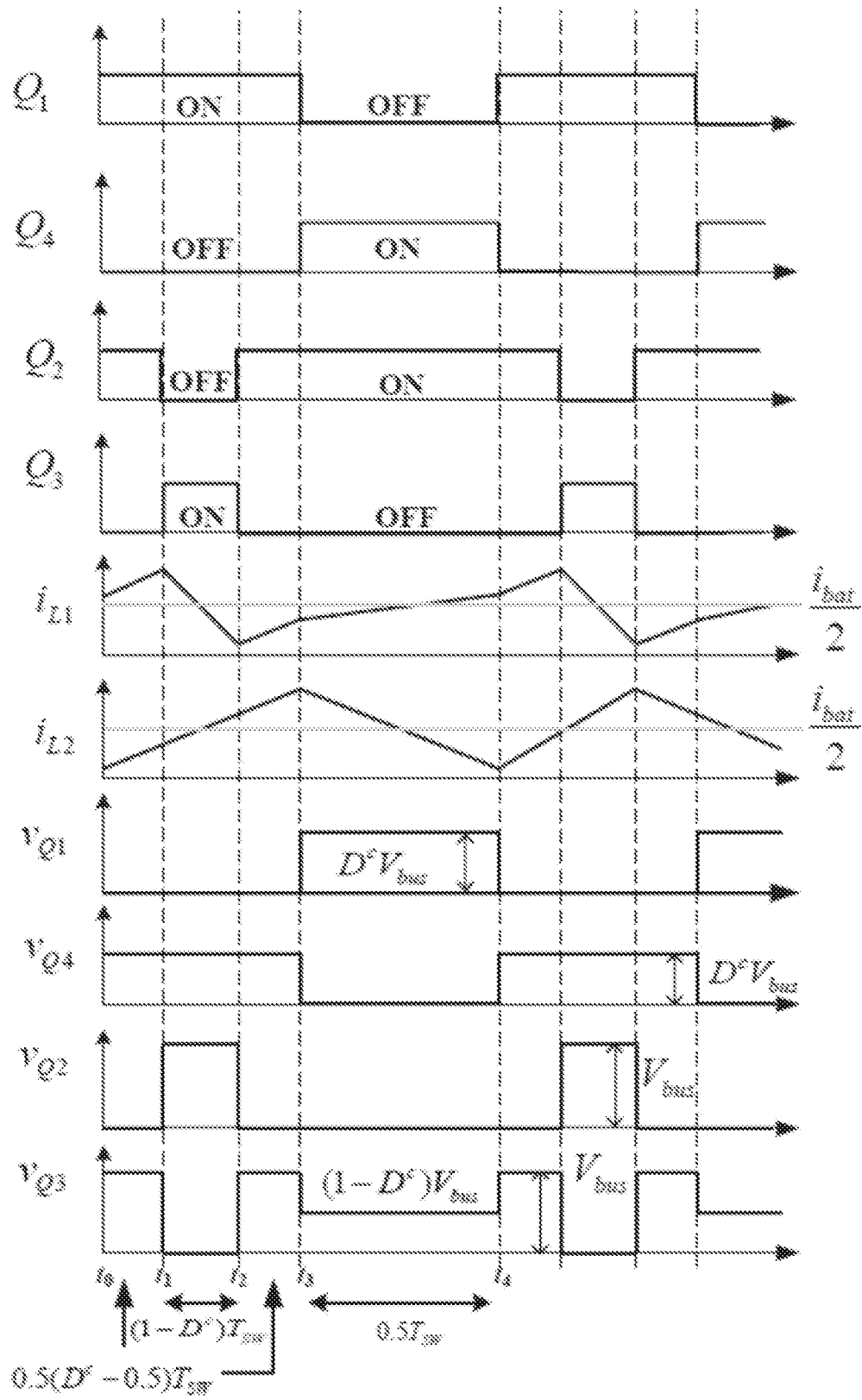


(2)放電モードのスイッチ駆動パルスのパターン

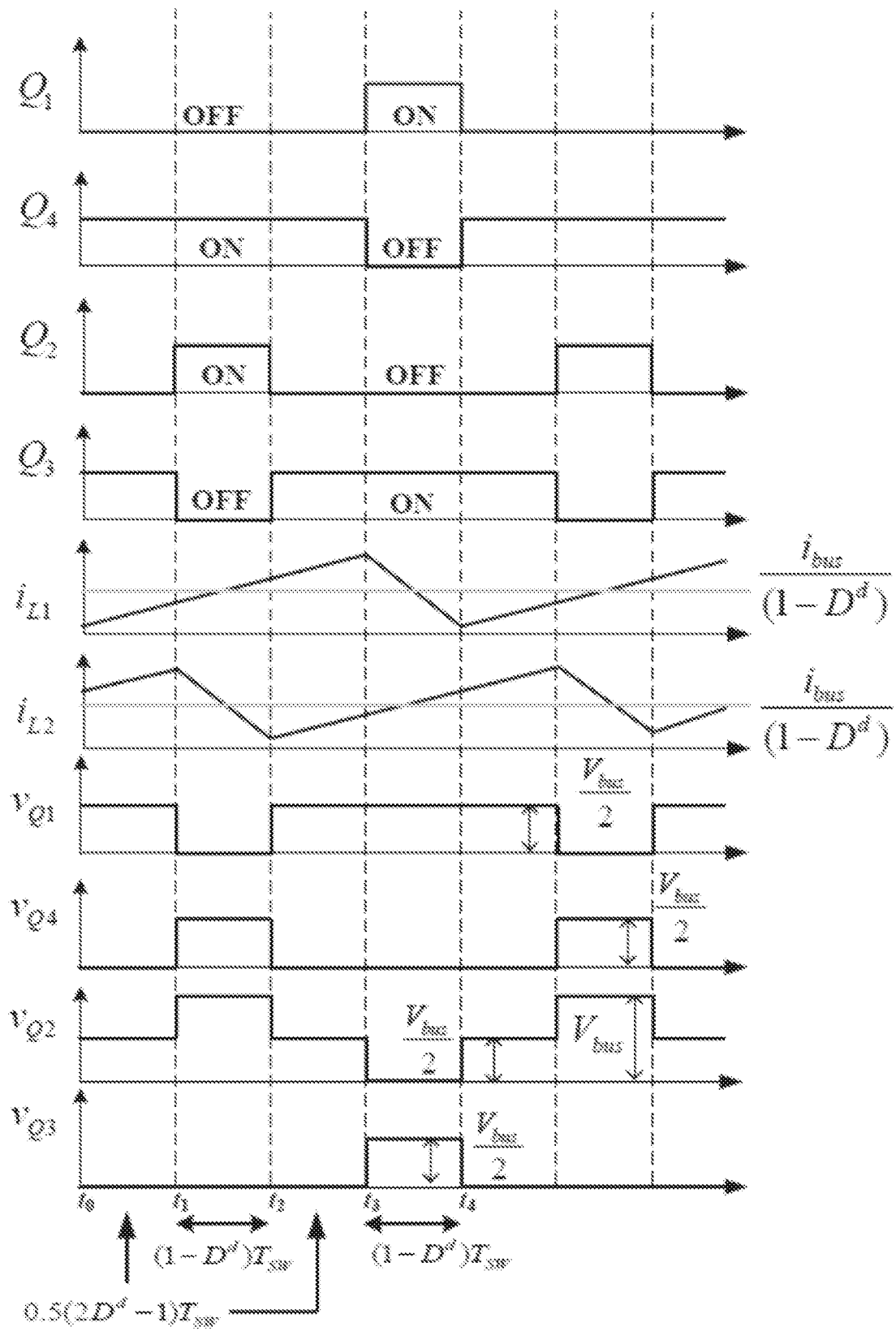
[図8-1]



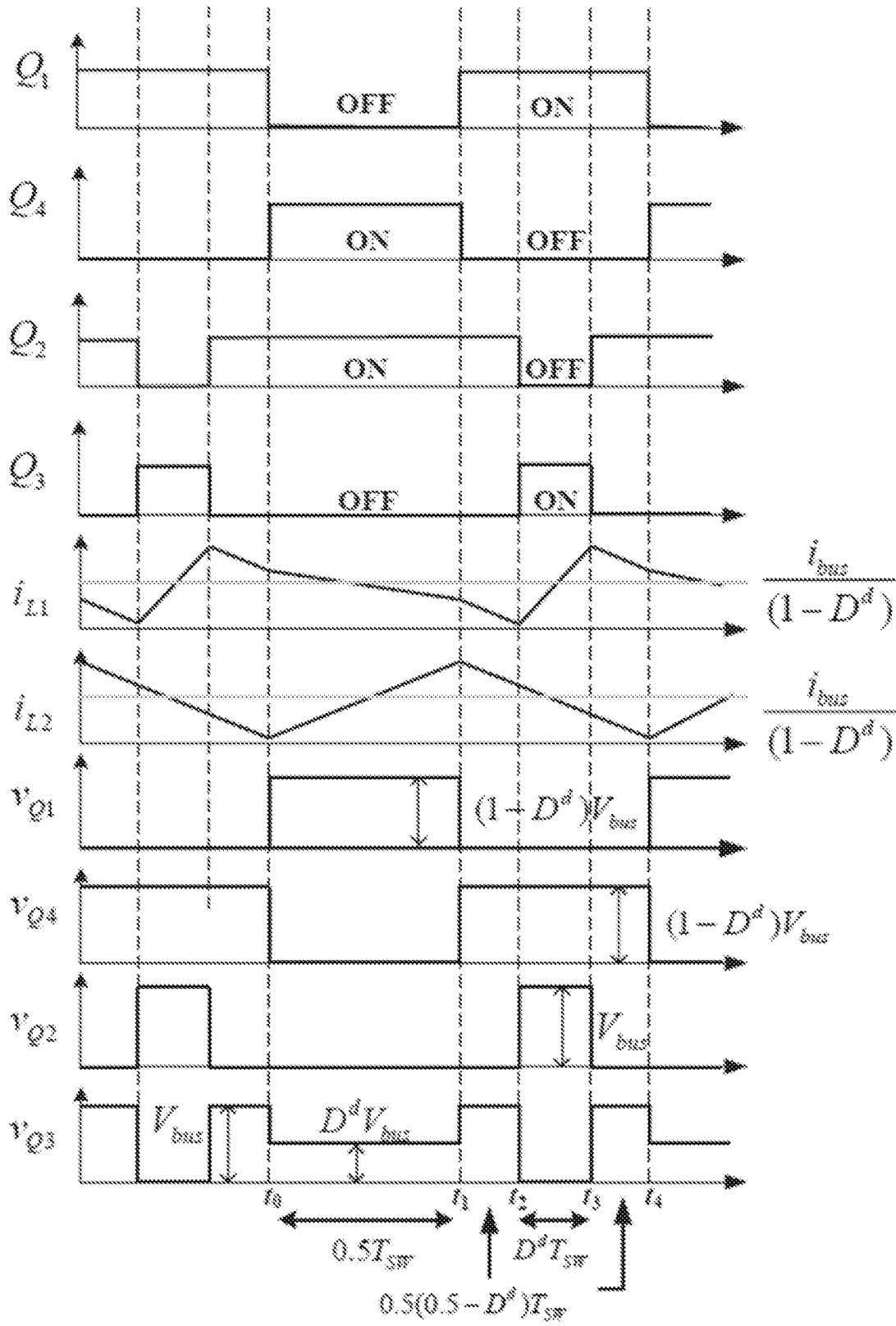
[図8-2]



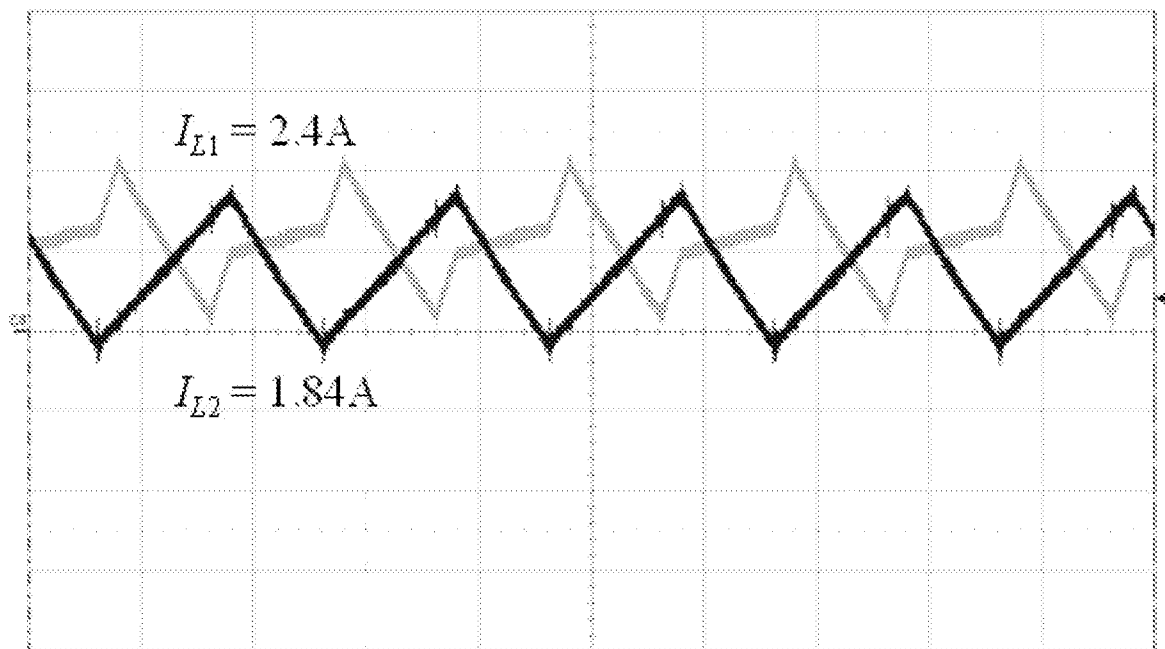
[図9-1]



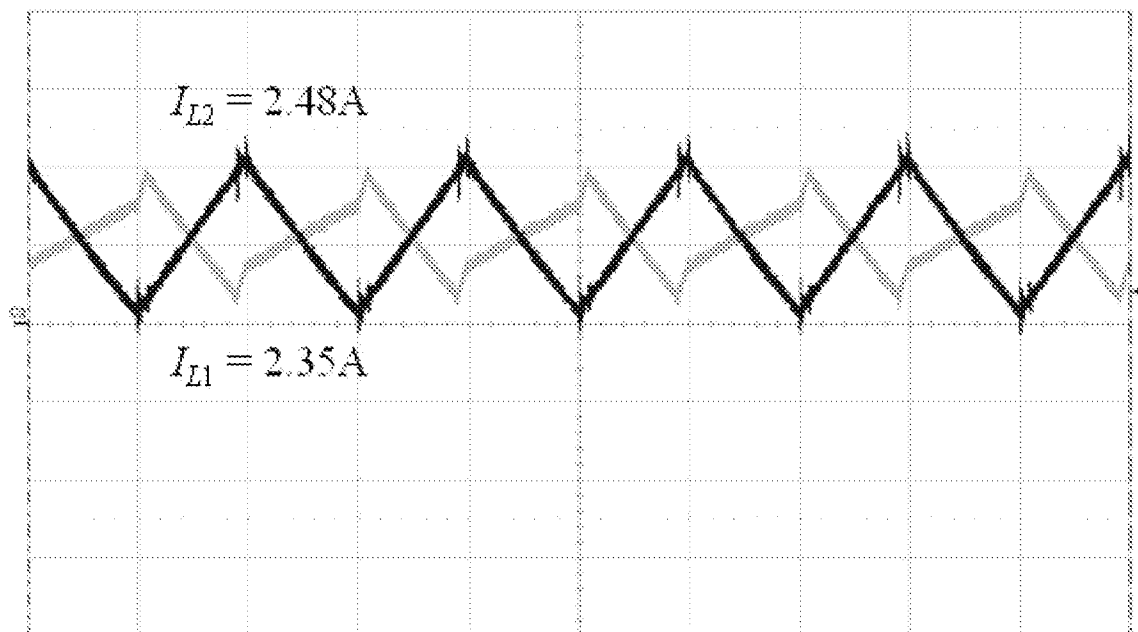
[図9-2]



[図10]

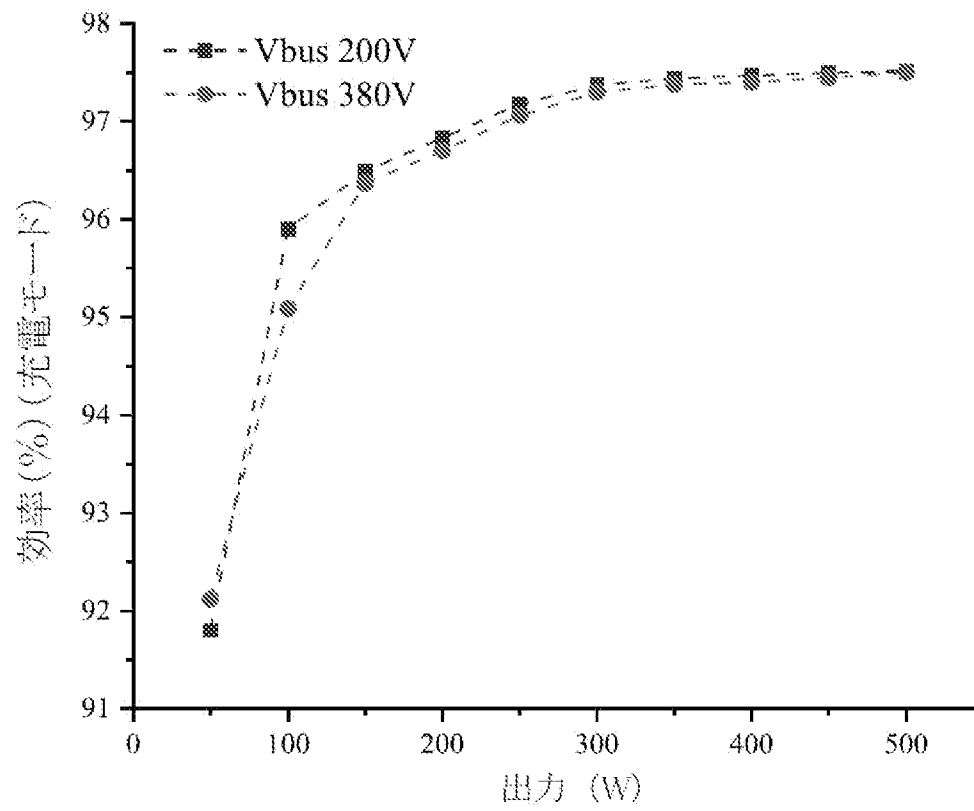


(1)従来のICPBDCの制御方法

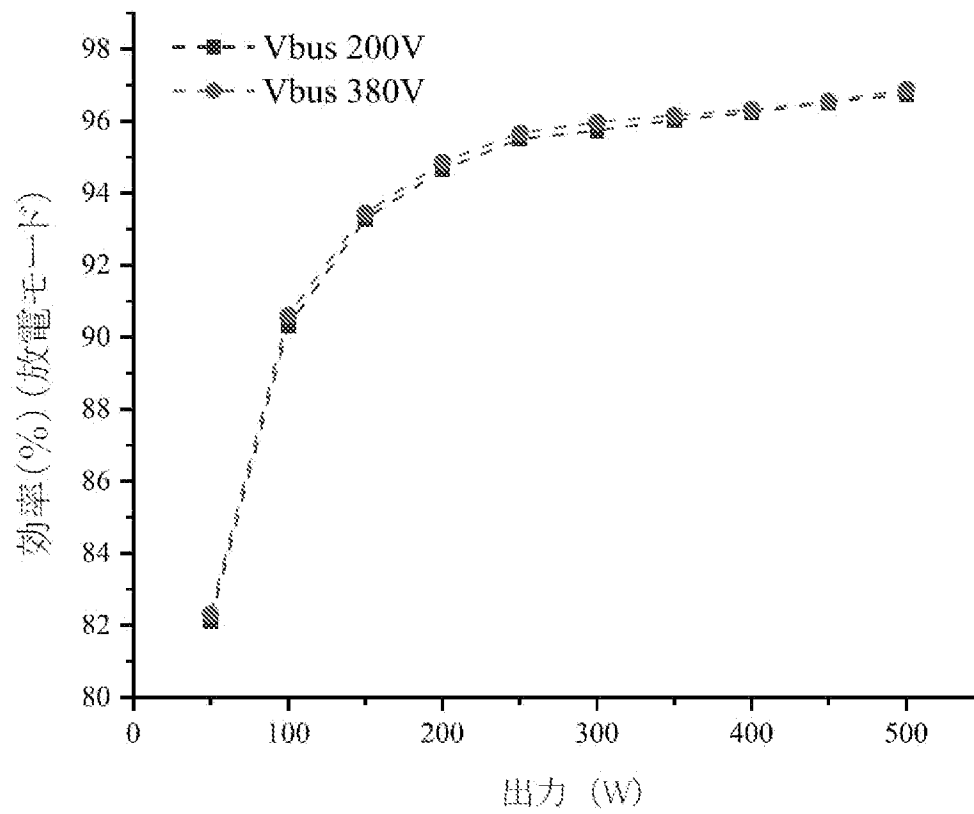


(2)本発明の双方向DC-DCコンバータの制御方法

[図11]

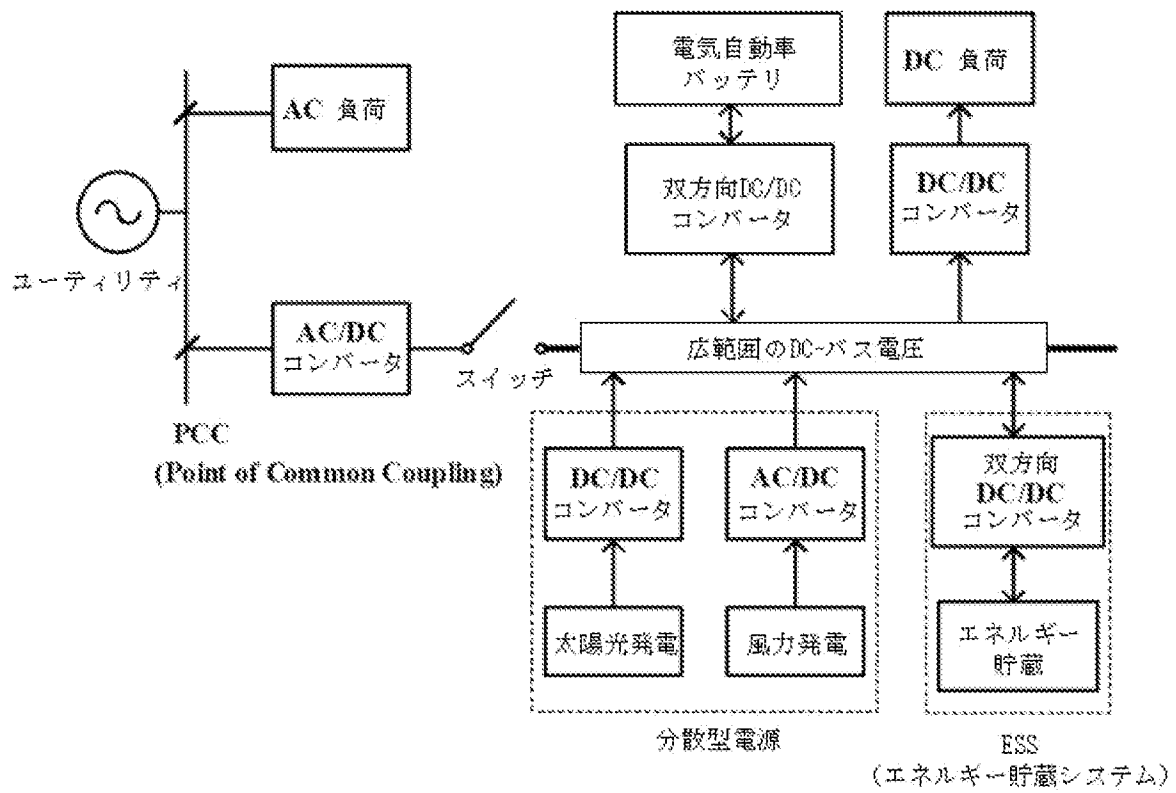


(1)



(2)

[図12]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2024/018569

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER H02M 3/155 (2006.01)i FI: H02M3/155 H; H02M3/155 W 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) H02M3/155 Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Published examined utility model applications of Japan 1922-1996 Published unexamined utility model applications of Japan 1971-2024 Registered utility model specifications of Japan 1996-2024 Published registered utility model applications of Japan 1994-2024 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 2013-128373 A (DENSO CORPORATION) 27 June 2013 (2013-06-27) paragraphs [0044]-[0108], fig. 1-15	1-8
A	JP 2019-193379 A (KYOSAN ELECTRIC MFG. CO., LTD.) 31 October 2019 (2019-10-31) paragraphs [0057]-[0248], fig. 1-20	1-8
☐ 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 “D” document cited by the applicant in the international application “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 11 June 2024		Date of mailing of the international search report 25 June 2024
Name and mailing address of the ISA/JP Japan Patent Office (ISA/JP) 3-4-3 Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915 Japan		Authorized officer Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/JP2024/018569

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)	Publication date (day/month/year)
JP	2013-128373	A	27 June 2013	(Family: none)	
JP	2019-193379	A	31 October 2019	US 2021/0152089 A1	
				paragraphs [0114]-[0337], fig. 1-20	
				EP 3783785 A1	
				CN 112042095 A	
				KR 10-2021-0003728 A	

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））

H02M 3/155(2006.01)i
FI: H02M3/155 H; H02M3/155 W

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））
H02M3/155

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 - 2024年

日本国実用新案登録公報

1996 - 2024年

日本国登録実用新案公報

1994 - 2024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 2013-128373 A（株式会社デンソー） 27.06.2013（2013 - 06 - 27） 段落[0044]-[0108], 図1-15	1-8
A	JP 2019-193379 A（株式会社京三製作所） 31.10.2019（2019 - 10 - 31） 段落[0057]-[0248], 図1-20	1-8

☐ 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

“D” 国際出願で出願人が先行技術文献として記載した文献

“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抵触するものではなく、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

11.06.2024

国際調査報告の発送日

25.06.2024

名称及びあて先

日本国特許庁(ISA/JP)
〒100-8915
日本国
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

権限のある職員（特許庁審査官）

安食 泰秀 3H 3740

電話番号 03-3581-1101 内線 3316

様式 PCT/ISA/210（第2ページ）（2022年7月）

国際調査報告
パテントファミリーに関する情報

国際出願番号
PCT/JP2024/018569

引用文献			公表日	パテントファミリー文献	公表日
JP	2013-128373	A	27.06.2013	(ファミリーなし)	
JP	2019-193379	A	31.10.2019	US 2021/0152089 A1	
				段落[0114]-[0337],	
				FIGs. 1-20	
				EP 3783785 A1	
				CN 112042095 A	
				KR 10-2021-0003728 A	