(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 8 月 11 日(11.08.2016)

WIPO | PCT

(10) 国際公開番号
WO 2016/125292 A1

(51) 国際特許分類:
H02M 3/28 (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2015/053277

(22) 国際出願日: 2015 年 2 月 5 日(05.02.2015)

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

(71) 出願人: 株式会社安川電機(KABUSHIKI KAISHA YASKAWA DENKI) [JP/JP]; 〒8060004 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石２番１号 Fukuoka (JP).

(72) 発明者: 藤崎 誠司(FUJISAKI, Seiji); 〒8060004 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石２番１号 株式会社安川電機内 Fukuoka (JP). 石井 佐田夫(ISHII, Sadao); 〒8060004 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石２番１号 株式会社安川電機内 Fukuoka (JP). 井手 耕三(IDE, Kozo); 〒8060004 福岡県北九州市八幡西区黒崎城石２番１号 株式会社安川電機内 Fukuoka (JP).

(74) 代理人: 酒井 宏明(SAKAI, Hiroaki); 〒1000013 東京都千代田区霞が関３丁目８番１号 虎の門三井ビルディング 特許業務法人酒井国際特許事務所 Tokyo (JP).

(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

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

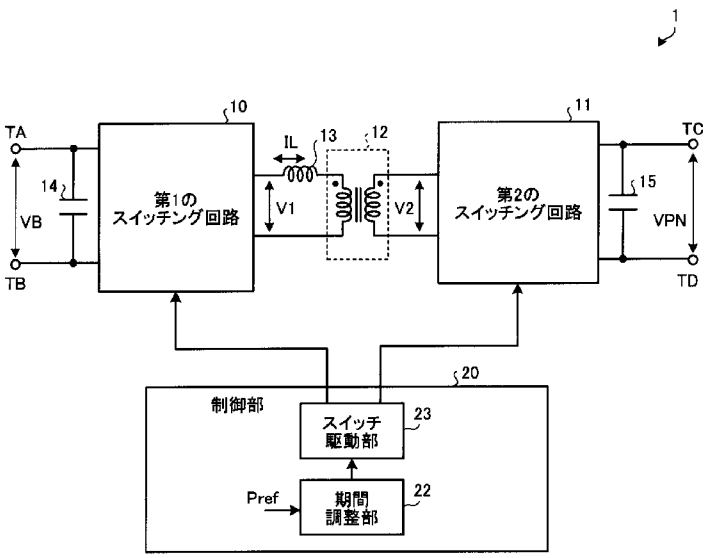
添付公開書類:

— 国際調査報告（条約第 21 条(3)）

WO 2016/125292 A1

(54) **Title**: DC-DC CONVERTER, ELECTRIC POWER CONVERTER, ELECTRIC POWER GENERATION SYSTEM AND METHOD FOR DC-DC CONVERSION

(54) 発明の名称 : ＤＣ－ＤＣコンバータ、電力変換装置、発電システムおよびＤＣ－ＤＣ変換方法



10 First switching circuit
11 Second switching circuit
20 Control unit
22 Period adjusting unit
23 Switch driving unit

(57) **Abstract**: A DC-DC converter (1) according to one embodiment of the present invention is provided with: first and second switching circuits (10, 11); an inductance element (13, 13a, 13b) and a transformer (12), which are arranged between the first switching circuit (10) and the second switching circuit (11); and a control unit (20) which operates the first and second switching circuits (10, 11). The control unit (20) sets a predetermined operation ratio with respect to the first and second switching circuits (10, 11), and adjusts the lengths of the operation periods of the first and second switching circuits (10, 11) on the basis of the thus-set operation ratio. This DC-DC converter (1) according to one embodiment of the present invention is able to easily suppress decrease of the electric power conversion efficiency.

(57) 要約: 実施形態にかかるＤＣ－ＤＣコンバータ（１）は、第１および第２のスイッチング回路（１０、１１）と、第１のスイッチング回路（１０）と第２のスイッチング回路（１１）との間に配置されたインダクタンス素子（１３、１３ａ、１３ｂ）およびトランス（１２）と、第１および第２のスイッチング回路（１０、１１）を動作させる制御部（２０）とを備える。制御部（２０）は、第１および第２のスイッチング回路（１０、１１）に対して所定の動作比率を設定し、設定した動作比率に基づいて、第１および第２のスイッチング回路（１０、１１）の動作期間の長さを調整する。実施形態にかかるＤＣ－ＤＣコンバータ（１）によれば、電力変換効率の低下を容易に抑制することができる。

明　細　書

発明の名称 ：

ＤＣ－ＤＣコンバータ、電力変換装置、発電システムおよびＤＣ－ＤＣ変換方法

技術分野

[0001] 開示の実施形態は、ＤＣ－ＤＣコンバータ、電力変換装置、発電システムおよびＤＣ－ＤＣ変換方法に関する。

背景技術

[0002] 従来、２つのスイッチング回路がインダクタンス素子およびトランスを介して接続されて構成されるＤＣ－ＤＣコンバータが知られている。かかるＤＣ－ＤＣコンバータは、インダクタンス素子などに流れる電気エネルギーを利用して電力変換を行う（例えば、特許文献１参照）。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：特開２０１２－６５５１１号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] しかしながら、インダクタンス素子に流れる電流によるトランスの導通損失が原因で電力変換効率が低下してしまう。

[0005] 実施形態の一態様は、上記に鑑みてなされたものであって、電力変換効率の低下を容易に抑制することができるＤＣ－ＤＣコンバータ、電力変換装置、発電システムおよびＤＣ－ＤＣ変換方法を提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0006] 実施形態の一態様に係るＤＣ－ＤＣコンバータは、第１のスイッチング回路と、第２のスイッチング回路と、トランスと、インダクタンス素子と、制御部とを備える。前記トランスは、前記第１のスイッチング回路の交流側と

前記第２のスイッチング回路の交流側との間に配置される。前記インダクタンス素子は、前記第１および第２のスイッチング回路の交流側の少なくとも一方の交流側と前記トランスとの間に配置される。前記制御部は、前記第１および第２のスイッチング回路を動作させる。前記制御部は、期間調整部を備える。前記期間調整部は、前記第１および第２のスイッチング回路に対して所定の動作比率を設定し、当該設定した動作比率に基づいて、第１および第２のスイッチング回路の動作期間の長さを調整する。

発明の効果

[0007] 実施形態の一態様によれば、電力変換効率の低下を容易に抑制することができるＤＣ－ＤＣコンバータ、電力変換装置、発電システムおよびＤＣ－ＤＣ変換方法を提供することができる。

図面の簡単な説明

[0008] [図1A]図１Ａは、実施形態に係るＤＣ－ＤＣコンバータの構成の一例を示す図である。

[図1B]図１Ｂは、図１Ａに示す第１および第２のスイッチング回路を動作させる期間の一例を示す図である。

[図2]図２は、実施形態に係る発電システムの構成の一例を示す図である。

[図3]図３は、図２に示すＤＣ－ＤＣコンバータの構成の一例を示す図である。

[図4A]図４Ａは、ＤＣ－ＤＣコンバータの他の構成例を示す図である。

[図4B]図４Ｂは、ＤＣ－ＤＣコンバータのさらに他の構成例を示す図である。

[図5]図５は、指令生成部の構成の一例を示す図である。

[図6]図６は、ＤＣ－ＤＣコンバータのインダクタンス素子の一端および他端の交流電圧の等価回路モデルを示す図である。

[図7]図７は、回生時の電圧の制御状態の一例を示す図である。

[図8]図８は、回生時におけるスイッチング素子の状態と各期間との関係の一例を示す図である。

[図9]図９は、回生時における、インダクタンス素子の両端電圧、インダクタンス素子に印加される電圧、インダクタンス素子に流れる電流との関係の一例を示す図である。

[図10]図１０は、充電時におけるスイッチング素子の状態と各期間との関係の一例を示す図である。

[図11]図１１は、充電時における、インダクタンス素子の両端電圧、インダクタンス素子に印加される電圧、インダクタンス素子に流れる電流との関係の一例を示す図である。

[図12]図１２は、回生時の最大変調時における時間定義を示す図である。

[図13]図１３は、充電時の最大変調時における時間定義を示す図である。

[図14]図１４は、電圧ＶＢを変化させた場合の各期間の一例を示す図である。

[図15]図１５は、インダクタンス素子の電圧の定義を示す図である。

[図16]図１６は、各期間におけるインダクタンス素子の電流のピーク値の定義を示す図である。

[図17]図１７は、基準電力演算部によって演算される最大変調時の入力電力とＤＣ－ＤＣコンバータが出力可能な電力との関係の一例を示す図である。

[図18]図１８は、ＶＢ＜Ｎ×ＶＰＮの場合においてリアクタンス素子に流れる電流の一例を示す図である。

[図19]図１９は、ＶＢ＝Ｎ×ＶＰＮの場合においてリアクタンス素子に流れる電流の一例を示す図である。

[図20]図２０は、ＶＢ≧Ｎ×ＶＰＮの場合においてリアクタンス素子に流れる電流の一例を示す図である。

[図21]図２１は、ＤＣ－ＤＣコンバータによるＤＣ－ＤＣ変換処理の一例を示す図である。

[図22]図２２は、図２１に示すステップＳ１１の処理の一例を示す図である。

発明を実施するための形態

[0009] 以下、添付図面を参照して、本願の開示するＤＣ－ＤＣコンバータ、電力変換装置、発電システムおよびＤＣ－ＤＣ変換方法の実施形態を詳細に説明する。なお、以下に示す実施形態によりこの発明が限定されるものではない。

[0010] ［１．ＤＣ－ＤＣコンバータ］

図１Ａは、実施形態に係るＤＣ－ＤＣコンバータの構成の一例を示す図である。図１Ａに示すように、ＤＣ－ＤＣコンバータ１は、第１のスイッチング回路１０と、第２のスイッチング回路１１と、トランス１２と、インダクタンス素子１３と、コンデンサ１４、１５と、制御部２０とを備える。かかるＤＣ－ＤＣコンバータ１は、インダクタンス素子１３に流れる電気エネルギーを利用して電力変換を行う。

[0011] 第１および第２のスイッチング回路１０、１１は、それぞれ、直流から交流への電圧変換および交流から直流への電圧変換を行うことができる。第１のスイッチング回路１０の直流側にはコンデンサ１４が接続され、第２のスイッチング回路１１の直流側にはコンデンサ１５が接続される。

[0012] 第１のスイッチング回路１０の交流側と第２のスイッチング回路１１の交流側とは、トランス１２を介して接続される。第１および第２のスイッチング回路１０、１１の交流側の少なくとも一方の交流側には、インダクタンス素子１３が接続される。図１Ａに示す例では、インダクタンス素子１３は、第１のスイッチング回路１０の交流側とトランス１２の１次側巻線との間に接続されているが、第２のスイッチング回路１１の交流側とトランス１２の２次側巻線に接続されてもよい。また、インダクタンス素子１３は、第１のスイッチング回路１０の交流側とトランス１２の１次側巻線との間および第２のスイッチング回路１１の交流側と２次側巻線との間の両方にそれぞれ接続されてもよい。

[0013] 制御部２０は、第１および第２のスイッチング回路１０、１１を後述するスイッチングパターンにより制御する。なお、以下、第１のスイッチング回路１０から第２のスイッチング回路１１への電力変換方向を回生方向とし、

その状態を回生時と定義する。また、第２のスイッチング回路１１から第１のスイッチング回路１０への電力変換方向を充電方向とし、その状態を充電時と定義する。

[0014] ＤＣ－ＤＣコンバータ１は、例えば、回生時用のスイッチングパターンにより、直流電圧ＶＢ（以下、電圧ＶＢと記載する）を直流電圧ＶＰＮ（以下、電圧ＶＰＮと記載する）へ変換できる。また、ＤＣ－ＤＣコンバータ１は、例えば、充電時用のスイッチングパターンにより、電圧ＶＰＮを電圧ＶＢへ変換することができる。なお、電圧ＶＢは、第１のスイッチング回路１０の直流側端子ＴＡ、ＴＢ間の電圧であり、電圧ＶＰＮは、第２のスイッチング回路１１の直流側端子ＴＣ、ＴＤ間の電圧である。

[0015] 図１Ｂは、第１および第２のスイッチング回路１０、１１を動作させる期間の一例を示す図であり、制御部２０は、図１Ｂに示す制御を正負で１キャリアとして繰り返し行う。図１Ｂに示すように、制御部２０は、期間Ｔ１で第１のスイッチング回路１０を動作させ、期間Ｔ２で第１および第２のスイッチング回路１０、１１を共に動作させ、期間Ｔ３で第２のスイッチング回路１１を動作させる。

[0016] このように制御することにより、第１のスイッチング回路１０からインダクタンス素子１３に磁気エネルギーが蓄積され、かかる磁気エネルギーが電気エネルギーとしてトランス１２を介して、第２のスイッチング回路１１の直流側から出力される。なお、期間Ｔ１は、第１期間の一例であり、期間Ｔ２は、第２期間の一例であり、期間Ｔ３は、第３期間の一例である。

[0017] 制御部２０は、第１および第２のスイッチング回路１０、１１を動作させる期間の比率および長さを調整することで、入力電力および出力電力を制御する。すなわち、制御部２０は、第１および第２のスイッチング回路１０、１１の動作期間を変調することによって、入力電力および出力電力を制御する。以下、上記動作期間の変調度合いを変調度と記載し、最大の変調度を最大変調と記載する。

[0018] 制御部２０は、期間調整部２２と、スイッチ駆動部２３とを備える。期間

調整部２２は、基準期間ＴＲ１～ＴＲ３（第１～第３の基準動作期間の一例）の比率を設定し、かかる基準期間ＴＲ１～ＴＲ３に基づいて、期間Ｔ１～Ｔ３の比率を設定し、さらに、入力電力または出力電力に応じて期間Ｔ１～Ｔ３の長さを調整する。

[0019] 例えば、期間調整部２２は、基準期間ＴＲ１～ＴＲ３の比率を期間Ｔ１～Ｔ３の比率として設定し、電力指令Ｐｒｅｆに基づいて期間Ｔ１～Ｔ３の長さを調整する。期間調整部２２は、例えば、基準期間ＴＲ１～ＴＲ３のそれぞれに対し、電力指令Ｐｒｅｆに応じた比率Ｄｒｅｆを乗算することによって、期間Ｔ１～Ｔ３（＝Ｔ１～Ｔ３×Ｄｒｅｆ）を算出する。

[0020] 電力指令Ｐｒｅｆは、第１および第２のスイッチング回路１０、１１の一方へ入力される電力（以下、入力電力と記載する）を規定する指令または第１および第２のスイッチング回路１０、１１の他方から出力される電力（以下、出力電力と記載する）を規定する指令である。また、基準期間ＴＲ１～ＴＲ３は、例えば、入力電力または出力電力が基準電力である場合の期間Ｔ１～Ｔ３である。基準電力は、例えば、ＤＣ－ＤＣコンバータ１の最大変調時の入力電力または出力電力であり、この場合の基準期間ＴＲ１～ＴＲ３を、以下、最大変調時の基準期間ＴＲ１～ＴＲ３と記載する。

[0021] スイッチ駆動部２３は、期間調整部２２によって調整された期間Ｔ１～Ｔ３に基づいて、回生時用のスイッチングパターンにより、第１および第２のスイッチング回路１０、１１を制御する。これにより、電圧ＶＢを電圧ＶＰＮへ変換できる。なお、電圧ＶＰＮを電圧ＶＢへ変換する場合、スイッチ駆動部２３は、期間調整部２２によって調整された期間Ｔ１～Ｔ３に基づいて、充電時用のスイッチングパターンにより、期間Ｔ１、Ｔ２で第２のスイッチング回路１１を動作させ、期間Ｔ２、Ｔ３で第１のスイッチング回路１０を動作させる。

[0022] このように、ＤＣ－ＤＣコンバータ１は、第１および第２のスイッチング回路１０、１１の動作比率（基準期間ＴＲ１～ＴＲ３の比率）に基づいて、入力電力または出力電力が基準電力以外である場合の第１および第２のスイ

ッチング回路１０、１１の動作比率（期間Ｔ１～Ｔ３の比率）を設定する。

[0023] したがって、基準電力の入力時または出力時における第１および第２のスイッチング回路１０、１１の動作比率を適切に設定することにより、インダクタンス素子１３に流れる電流の大きさを容易に抑えることができ、ＤＣ－ＤＣコンバータ１における電力変換効率の低下を容易に抑制することができる。

[0024] また、ＤＣ－ＤＣコンバータ１は、期間Ｔ１～Ｔ３の長さを電力指令Ｐｒｅｆに基づいて調整することから、期間Ｔ１～Ｔ３を容易かつ高速に調整することができる。ＤＣ－ＤＣコンバータ１の例についてさらに詳細に説明する。

[0025] ［２．発電システム］

以下、上述したＤＣ－ＤＣコンバータ１を含む発電システムの一例について詳細に説明する。図２は、実施形態に係る発電システムの構成の一例を示す図である。

[0026] 図２に示すように、発電システム１００は、電力変換装置３と、発電装置４とを備え、発電装置４によって発電された直流電力を交流電力へ変換して電力系統５へ出力する。発電装置４は、例えば、太陽電池、直流発電機、燃料電池などである。

[0027] 電力変換装置３は、ＤＣ－ＤＣコンバータ１と、ＤＣ－ＡＣコンバータ２とを備える。ＤＣ－ＤＣコンバータ１は、発電装置４から出力される電圧ＶＢを昇圧または降圧して電圧ＶＰＮを生成し、かかる電圧ＶＰＮをＤＣ－ＡＣコンバータ２へ出力する。また、ＤＣ－ＡＣコンバータ２は、電圧ＶＰＮを電力系統５に対応する３相交流電圧Ｖｒ、Ｖｓ、Ｖｔへ変換し、かかる３相交流電圧Ｖｒ、Ｖｓ、Ｖｔを電力系統５へ出力する。

[0028] また、図２に示す構成において発電装置４を充電装置に代え、充電装置と電力変換装置３とによって充電システム（または直流供給システム）を構成することができる。この場合、ＤＣ－ＡＣコンバータ２は、３相交流電圧Ｖｒ、Ｖｓ、Ｖｔを電圧ＶＰＮへ変換し、ＤＣ－ＤＣコンバータ１は、電圧Ｖ

ＰＮを昇圧または降圧して電圧ＶＢへ変換する。

[0029] ［２．１．ＤＣ－ＤＣコンバータ１の構成例］

図３は、図２に示すＤＣ－ＤＣコンバータ１の構成の一例を示す図である。図３に示すＤＣ－ＤＣコンバータ１は、例えば、ＤＡＢ（Dual Active Bridge）方式の絶縁型ＤＣ－ＤＣコンバータであるが、ＤＣ－ＤＣコンバータ１は、図３に示す構成に限定されるものではない。

[0030] ＤＣ－ＤＣコンバータ１は、第１のスイッチング回路１０と、第２のスイッチング回路１１と、トランス１２と、インダクタンス素子１３と、コンデンサ１４、１５と、電流検出部１６、１９と、電圧検出部１７、１８と、制御部２０とを備える。

[0031] 第１のスイッチング回路１０は、フルブリッジ接続された複数のスイッチング素子Ｑ１～Ｑ４を備えるブリッジ回路である。また、第２のスイッチング回路１１は、フルブリッジ接続された複数のスイッチング素子Ｑ５～Ｑ８を備えるブリッジ回路である。スイッチング素子Ｑ１～Ｑ８は、例えば、ＭＯＳＦＥＴ（Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor）やＩＧＢＴ（Insulated Gate Bipolar Transistor）などの半導体素子である。

[0032] トランス１２は、第１のスイッチング回路１０の交流側と第２のスイッチング回路１１の交流側との間に配置される。トランス１２の１次側巻線（第１のスイッチング回路側巻線の一例）と２次側巻線（第２のスイッチング回路側巻線の一例）との巻線比は、ｎ１：ｎ２（＝Ｎ：１）である。トランス１２は、例えば、絶縁トランスであり、これにより、第１のスイッチング回路１０側と第２のスイッチング回路１１側との絶縁が保たれる。なお、以下、トランス１２の２次側巻線に対する１次側巻線の比を巻線比Ｎ（＝ｎ１／ｎ２）と記載する。

[0033] インダクタンス素子１３は、第１のスイッチング回路１０の交流側にトランス１２の１次側巻線と直列に接続される。かかるインダクタンス素子１３は、リアクトルであるが、インダクタンス素子１３に流れる電流が小さい場

合には、インダクタンス素子１３は、インダクタであってもよい。

[0034] 電流検出部１６は、発電装置４とＤＣ－ＤＣコンバータ１との間に流れる直流電流の瞬時値（以下、直流電流ＩＢと記載する）を検出する。電流検出部１９は、ＤＣ－ＤＣコンバータ１とＤＣ－ＡＣコンバータ２の間に流れる直流電流の瞬時値（以下、直流電流ＩＰＮと記載する）を検出する。電流検出部１６、１９は、例えば、磁電変換素子であるホール素子を利用した電流センサである。電圧検出部１７は、直流側端子ＴＡ、ＴＢ間の電圧ＶＢの瞬時値（以下、直流電圧ＶＢと記載する）を検出する。電圧検出部１８は、直流側端子ＴＣ、ＴＤ間の電圧ＶＰＮの瞬時値（以下、直流電圧ＶＰＮと記載する）を検出する。

[0035] なお、インダクタンス素子１３の配置は、図３に示す例に限定されず、例えば、図４Ａおよび図４Ｂに示す配置であってもよい。図４Ａは、ＤＣ－ＤＣコンバータ１の他の構成例を示す図であり、図４Ｂは、ＤＣ－ＤＣコンバータ１のさらに他の構成例を示す図である。なお、図４Ａおよび図４Ｂにおいて、図３に示すＤＣ－ＤＣコンバータ１と同様の構成については、一部構成を省略している。

[0036] 図４Ａに示すＤＣ－ＤＣコンバータ１では、インダクタンス素子１３は、第２のスイッチング回路１１の交流側にトランス１２の１次側巻線と直列に接続される。また、図４Ｂに示すＤＣ－ＤＣコンバータ１では、インダクタンス素子１３ａが第１のスイッチング回路１０の交流側にトランス１２の１次側巻線と直列に接続され、インダクタンス素子１３ｂが第２のスイッチング回路１１の交流側にトランス１２の１次側巻線と直列に接続される。

[0037] ［２．２．制御部２０］

制御部２０は、電流検出部１６によって検出された直流電流ＩＢと、電圧検出部１７によって検出された電圧ＶＢと、電圧検出部１８によって検出された電圧ＶＰＮとに基づいて、第１および第２のスイッチング回路１０、１１を制御する。

[0038] 制御部２０は、例えば、ＣＰＵ（Central Processing Unit）、ＲＯＭ（

Read Only Memory）、ＲＡＭ（Random Access Memory）、入出力ポートなどを有するマイクロコンピュータや各種の回路を含む。かかるマイクロコンピュータのＣＰＵは、ＲＯＭに記憶されているプログラムを読み出して実行することにより、後述する制御を実現する。

[0039] 制御部２０は、図３に示すように、指令生成部２１と、期間調整部２２と、スイッチ駆動部２３とを備える。これら指令生成部２１、期間調整部２２およびスイッチ駆動部２３の機能は、例えば、上記ＣＰＵが上記プログラムを読み出して実行することにより実現される。なお、指令生成部２１、期間調整部２２およびスイッチ駆動部２３の少なくともいずれの一部または全部をハードウェアのみで構成することもできる。

[0040] ［２．３．指令生成部２１］

指令生成部２１は、例えば、直流電流ＩＢ、直流電圧ＶＢ、直流電流ＩＰＮ、直流電圧ＶＰＮ、および、直流電圧指令ＶＰＮｒｅｆなどに基づいて、電力指令Ｐｒｅｆを求める。

[0041] 図５は、指令生成部２１の構成の一例を示す図である。図５に示すように、指令生成部２１は、ＶＢ一定制御部３１と、ＩＢ一定制御部３２と、ＶＰＮ一定制御部３３と、切替部３４とを備える。

[0042] ＶＢ一定制御部３１は、ＭＰＰＴ制御部６１と、減算部６２と、増幅部６３と、制御部６４と、乗算部６５とを備え、電力指令Ｐｒｅｆを演算する。

[0043] ＭＰＰＴ制御部６１は、発電装置４からＤＣ－ＤＣコンバータ１へ供給される電力（以下、供給電力ＰＢと記載する）に基づいて、ＭＰＰＴ（Maximum Power Point Tracking）制御を行う。かかるＭＰＰＴ制御部６１は、直流電流ＩＢと電圧ＶＢとを乗算して供給電力ＰＢを求め、かかる供給電力ＰＢが最大化するように、直流電圧指令ＶＢｒｅｆを生成する。

[0044] 減算部６２は、直流電圧指令ＶＢｒｅｆから直流電圧ＶＢを減算する。増幅部６３は、減算部６２の減算結果を－１倍に増幅する。制御部６４は、例えば、増幅部６３の増幅結果がゼロまたは低減するように、Ｐ（比例）制御、ＰＩ（比例積分）制御、または、ＰＩＤ（比例積分微分）制御を行って直

流電流指令ＩＢｒｅｆを生成する。乗算部６５は、直流電流指令ＩＢｒｅｆと直流電圧指令ＶＢｒｅｆとを乗算して電力指令Ｐｒｅｆを求める。

[0045] ＩＢ一定制御部３２は、ＩＢｒｅｆ生成部７１と、減算部７２と、増幅部７３と、制御部７４と、乗算部７５と、増幅部７６とを備え、電力指令Ｐｒｅｆを演算する。

[0046] ＩＢｒｅｆ生成部７１は、直流電圧ＶＰＮと直流電流ＩＰＮとに基づいて、直流電流指令ＩＢｒｅｆを生成する。例えば、ＩＢｒｅｆ生成部７１は、直流電圧ＶＰＮが所定電圧になり、かつ、直流電流ＩＰＮが所定電流になるように、直流電流指令ＩＢｒｅｆを生成する。

[0047] 減算部７２は、直流電流指令ＩＢｒｅｆから直流電流ＩＢを減算する。増幅部７３は、減算部７２の減算結果を－１倍に増幅する。制御部７４は、例えば、増幅部７３の増幅結果がゼロまたは低減するように、Ｐ制御、ＰＩ制御、または、ＰＩＤ制御を行って直流電圧指令ＶＢｒｅｆを生成する。乗算部７５は、直流電流指令ＩＰＮｒｅｆと直流電圧指令ＶＰＮｒｅｆとを乗算する。増幅部７６は、乗算部７５の乗算結果に「－１」を乗算することによって、電力指令Ｐｒｅｆを求める。

[0048] ＶＰＮ一定制御部３３は、減算部８１と、増幅部８２と、制御部８３と、ＩＰＮ－ＩＢ変換部８４と、ＶＰＮ－ＶＢ変換部８５と、乗算部８６とを備える。

[0049] 減算部８１は、直流電圧指令ＶＰＮｒｅｆから直流電圧ＶＰＮを減算する。増幅部８２は、減算部８１の減算結果を－１倍に増幅する。制御部８３は、例えば、増幅部８２の増幅結果がゼロまたは低減するように、Ｐ制御、ＰＩ制御、または、ＰＩＤ制御を行って直流電流指令ＩＰＮｒｅｆを生成する。

[0050] ＩＰＮ－ＩＢ変換部８４は、例えば、直流電流指令ＩＰＮｒｅｆと直流電流指令ＩＢｒｅｆとを関連付けた変換テーブルを有しており、かかる変換テーブルに基づいて直流電流指令ＩＰＮｒｅｆを直流電流指令ＩＢｒｅｆに変換する。ＶＰＮ－ＶＢ変換部８５は、例えば、直流電圧指令ＶＰＮｒｅｆと

直流電圧指令ＶＢｒｅｆとを関連付けた変換テーブルを有しており、かかる変換テーブルに基づいて直流電圧指令ＶＰＮｒｅｆを直流電圧指令ＶＢｒｅｆに変換する。乗算部８６は、直流電流指令ＩＢｒｅｆと直流電圧指令ＶＢｒｅｆとを乗算することによって、電力指令Ｐｒｅｆを求める。

[0051] 切替部３４は、ＶＢ一定制御部３１によって生成される電力指令Ｐｒｅｆ、ＩＢ一定制御部３２によって生成される電力指令Ｐｒｅｆ、および、ＶＰＮ一定制御部３３によって生成される電力指令Ｐｒｅｆのいずれかを選択して出力する。

[0052] 切替部３４は、例えば、電力系統５と連系している場合、すなわち、ＤＣ－ＡＣコンバータ２が電力系統に接続されている場合、回生時にはＶＢ一定制御部３１によって生成される電力指令Ｐｒｅｆを出力し、充電時にはＩＢ一定制御部３２によって生成される電力指令Ｐｒｅｆを出力する。一方、切替部３４は、電力系統５と連系しておらず、自立運転している場合、すなわち、ＤＣ－ＡＣコンバータ２が電力系統に接続されていない場合、ＶＰＮ一定制御部３３によって生成される電力指令Ｐｒｅｆを出力する。

[0053] ［２．４．期間調整部２２］

期間調整部２２は、基準期間演算部４１と、基準電力演算部４２と、比率演算部４３と、制御期間演算部４４とを備える。

[0054] 基準期間演算部４１は、期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘ（第１～第３の基準動作期間の一例）を演算する。期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘは、最大変調時の基準期間ＴＲ１、ＴＲ２、ＴＲ３に対応し、例えば、ＤＣ－ＤＣコンバータ１において電力変換効率が高くなるように設定される。以下、期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘの一例について説明する。なお、以下においては、説明を分かり易くするために、第１および第２のスイッチング回路１０、１１のスイッチングロスなどが無視できるものとして説明する。

[0055] 図６は、ＤＣ－ＤＣコンバータ１のインダクタンス素子１３の一端および他端の交流電圧の等価回路モデルを示す図である。図６においては、インダ

クタンス素子１３の一端の電圧（第１のスイッチング回路１０側の電圧）を電圧Ｖ１とし、インダクタンス素子１３の他端の電圧（第２のスイッチング回路１１側の電圧）を電圧Ｖ２としている。また、インダクタンス素子１３に流れる電流を電流ＩＬとしている。なお、電圧Ｖ１は、振幅が電圧ＶＢであるパルス電圧であり、電圧Ｖ２は、振幅がＮ×ＶＰＮであるパルス電圧である。なお、図４Ｂに示す構成の場合、インダクタンス値Ｌは、インダクタンス素子１３ａ、１３ｂの合成インダクタンスであり、例えば、Ｎ＝１であれば、インダクタンス素子１３ａ、１３ｂのインダクタンス値を加算した値である。

[0056] ここで、回生時における電圧Ｖ１、Ｖ２の制御と充電時における電圧Ｖ１、Ｖ２の制御を順次説明する。回生時の電圧Ｖ１、Ｖ２は、制御部２０によって図７に示すように制御される。図７は、回生時の電圧Ｖ１、Ｖ２の制御状態の一例を示す図である。

[0057] 図７においては、回生時の電圧Ｖ１、Ｖ２のＯＮパルス幅をそれぞれＴｏｎ１、Ｔｏｎ２とし、第１および第２のスイッチング回路１０、１１の動作状態によって定義される期間Ｔ０～Ｔ７としている。

[0058] 制御部２０は、１つの制御期間（以下、キャリア期間Ｔｃと記載する）において、第１および第２のスイッチング回路１０、１１に正負のスイッチングを行わせており、Ｔ０＝Ｔ４、Ｔ１＝Ｔ５、Ｔ２＝Ｔ６、Ｔ３＝Ｔ７である。

[0059] そのため、キャリア期間Ｔｃと期間Ｔ０～Ｔ７は、下記式（１）に示す関係を有する。

Ｔｃ／２＝（Ｔ０＋Ｔ１＋Ｔ２＋Ｔ３）＝（Ｔ４＋Ｔ５＋Ｔ６＋Ｔ７）

・・・（１）

また、期間Ｔ０（＝Ｔ４）は、下記式（２）から求めることができる。

Ｔ０＝Ｔｃ／２－（Ｔ１＋Ｔ２＋Ｔ３） ・・・（２）

したがって、８つの期間Ｔ０～Ｔ７のうち３つの期間Ｔ１～Ｔ３を求めることで、残りの期間を求めることができる。なお、Ｔｏｎ１とＴｏｎ２との

関係式は、下記式（３）のように表わすことができる。

Ｔｏｎ１×ＶＢ＝Ｔｏｎ２×Ｎ×ＶＰＮ　　・・・（３）

[0060] 図８は、回生時におけるスイッチング素子Ｑ１～Ｑ８の状態と期間Ｔ０～Ｔ７との関係の一例を示す図である。また、図９は、回生時におけるインダクタンス素子１３の両端電圧Ｖ１、Ｖ２、インダクタンス素子１３に印加される電圧ＶＬ、インダクタンス素子１３に流れる電流ＩＬとの関係の一例を示す図である。

[0061] 図８および図９に示すように、期間Ｔ０は、スイッチング素子Ｑ２、Ｑ４、Ｑ６、Ｑ８がオン、その他のスイッチング素子Ｑ１、Ｑ３、Ｑ５、Ｑ７がオフである期間であり、インダクタンス素子１３に印加される電圧ＶＬはゼロであり、インダクタンス素子１３に流れる電流ＩＬもゼロである。

[0062] 期間Ｔ１は、スイッチング素子Ｑ１、Ｑ４、Ｑ６、Ｑ８がオン、その他のスイッチング素子Ｑ２、Ｑ３、Ｑ５、Ｑ７がオフである期間であり、電圧ＶＬ（＝ＶＢ）に応じた電流ＩＬがインダクタンス素子１３に流れる。

[0063] 期間Ｔ２は、スイッチング素子Ｑ１、Ｑ４、Ｑ５、Ｑ８がオン、その他のスイッチング素子Ｑ２、Ｑ３、Ｑ６、Ｑ７がオフである期間であり、電圧ＶＬ（＝ＶＢ－Ｎ×ＶＰＮ）に応じた電流ＩＬがインダクタンス素子１３に流れる。なお、ＶＢ＞Ｎ×ＶＰＮの場合、電圧ＶＬは正であり、ＶＢ＜Ｎ×ＶＰＮの場合、電圧ＶＬは負である。

[0064] 期間Ｔ３は、スイッチング素子Ｑ１、Ｑ３、Ｑ５、Ｑ８がオン、その他のスイッチング素子Ｑ２、Ｑ４、Ｑ６、Ｑ７がオフである期間であり、電圧ＶＬ（＝－Ｎ×ＶＰＮ）に応じた電流ＩＬがインダクタンス素子１３に流れる。

[0065] 次に、充電時における電圧Ｖ１、Ｖ２について説明する。充電時の電圧Ｖ１、Ｖ２は、制御部２０によって図１０に示すように制御される。図１０は、回生時の電圧Ｖ１、Ｖ２の制御状態の一例を示す図である。

[0066] 図１０に示すように、期間調整部２２は、充電時、すなわち、電力変換方向が充電方向の場合、期間Ｔ１、Ｔ５で第２のスイッチング回路１１を動作

させ、期間Ｔ２、Ｔ６で第１および第２のスイッチング回路１０、１１を動作させ、期間Ｔ３、Ｔ７で第１のスイッチング回路１０を動作させる。期間Ｔ１、Ｔ５は、第１期間の一例であり、期間Ｔ２、Ｔ６は、第２期間の一例であり、期間Ｔ３、Ｔ７は、第３期間の一例である。

[0067] 図１１は、電力変換方向が充電方向である場合におけるスイッチング素子Ｑ１～Ｑ８の状態と期間Ｔ０～Ｔ７との関係の一例を示す図である。スイッチ駆動部２３は、期間調整部２２によって生成された期間指令Ｔ１ｒｅｆ、Ｔ２ｒｅｆ、Ｔ３ｒｅｆに基づいて、図１０および図１１に示すスイッチ制御を行って第１および第２のスイッチング回路１０、１１を動作させる。

[0068] このように第１および第２のスイッチング回路１０、１１を制御することにより、第１および第２のスイッチング回路１０、１１の一方からの電力がインダクタンス素子１３（または、インダクタンス素子１３ａ、１３ｂ）に磁気エネルギーとして蓄積され、かかる磁気エネルギーが電気エネルギーとして、第１および第２のスイッチング回路１０、１１の他方の直流側から出力される。

[0069] インダクタンス素子１３に流れる電流ＩＬの大きさが大きいほど、トランス１２での導通損失が大きくなり、ＤＣ－ＤＣコンバータ１の電力変換効率が低下する。そのため、電流ＩＬの大きさを抑制してトランス１２での導通損失を低減させることが望ましい。

[0070] 電流ＩＬの大きさは、期間Ｔ２を長くすることで、低減することができる。期間Ｔ２が最も長くなるのは、Ｔ０＝０である最大変調時である。図１２および図１３は、最大変調時における時間定義を示す図であり、最大変調時の期間Ｔ１、Ｔ２、Ｔ３を期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘとしている。なお、図１２は、回生時における時間定義を示し、図１３は、充電時における時間定義を示す。

[0071] ここで、期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘは、次のように求めることができる。まず、ＶＢ＞Ｎ×ＶＰＮの場合の例について説明し、次に、ＶＢ≦Ｎ×ＶＰＮの場合の例について説明する。

[0072] ＶＢ＞Ｎ×ＶＰＮ、かつ、電力変換方向が回生方向の場合、期間Ｔ２、Ｔ３を制御し、期間Ｔ１は、期間Ｔ１ｍｉｎに維持する。この場合、Ｔｏｎ２は、下記式（５）を用いて求めることができる。

Ｔｏｎ２＝Ｔｃ／２－Ｔ１ｍｉｎ ・・・（５）

[0073] また、上記式（３）から、Ｔｏｎ１は、下記式（６）を用いて求めることができる。

Ｔｏｎ１＝Ｔｏｎ２×｛（Ｎ×ＶＰＮ）／ＶＢ｝ ・・・（６）

[0074] したがって、電流ＩＬの大きさを小さくする期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘは、下記式（７）～（９）を用いて求めることができる。

Ｔ２ｍａｘ＝Ｔｏｎ１－Ｔ１ｍｉｎ ・・・（７）

Ｔ３ｍａｘ＝Ｔｏｎ２－Ｔ２ｍａｘ ・・・（８）

Ｔ１ｍａｘ＝Ｔｃ／２－（Ｔ２ｍａｘ＋Ｔ３ｍａｘ）＝Ｔ１ｍｉｎ ・・・（９）

[0075] 一方、ＶＢ＞Ｎ×ＶＰＮ、かつ、電力変換方向が充電方向の場合、期間Ｔ１、Ｔ２を制御し、期間Ｔ３は、期間Ｔ３ｍｉｎに維持する。この場合、Ｔｏｎ１は、下記式（１０）を用いて求めることができる。

Ｔｏｎ２＝Ｔｃ／２－Ｔ３ｍｉｎ ・・・（１０）

[0076] また、上記式（１０）から、Ｔｏｎ１は、下記式（１１）を用いて求めることができる。

Ｔｏｎ１＝Ｔｏｎ２×｛（Ｎ×ＶＰＮ）／ＶＢ｝ ・・・（１１）

[0077] したがって、電流ＩＬの大きさを小さくする期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘは、下記式（１２）～（１４）を用いて求めることができる。

Ｔ２ｍａｘ＝Ｔｏｎ１－Ｔ３ｍｉｎ ・・・（１２）

Ｔ１ｍａｘ＝Ｔｏｎ２－Ｔ２ｍａｘ ・・・（１３）

Ｔ３ｍａｘ＝Ｔｃ／２－（Ｔ１ｍａｘ＋Ｔ２ｍａｘ）＝Ｔ３ｍｉｎ ・・・（１４）

[0078] ＶＢ≦Ｎ×ＶＰＮ、かつ、電力変換方向が回生方向の場合、期間Ｔ１、Ｔ２を制御し、期間Ｔ３は、期間Ｔ３ｍｉｎに維持する。したがって、Ｔｏｎ

１は、下記式（１５）を用いて求めることができる。

Ｔｏｎ１＝Ｔｃ／２－Ｔ３ｍｉｎ　　・・・（１５）

[0079] また、上記式（３）から、Ｔｏｎ２は、下記式（１６）を用いて求めることができる。

Ｔｏｎ２＝Ｔｏｎ１×｛ＶＢ／（Ｎ×ＶＰＮ）｝　　・・・（１６）

[0080] したがって、電流ＩＬの大きさを小さくする期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘは、下記式（１７）～（１９）を用いて求めることができる。

Ｔ２ｍａｘ＝Ｔｏｎ２－Ｔ３ｍｉｎ　　・・・（１７）

Ｔ１ｍａｘ＝Ｔｏｎ１－Ｔ２ｍａｘ　　・・・（１８）

Ｔ３ｍａｘ＝Ｔｃ／２－（Ｔ１ｍａｘ＋Ｔ２ｍａｘ）＝Ｔ３ｍｉｎ

・・・（１９）

[0081] ＶＢ≦Ｎ×ＶＰＮ、かつ、電力変換方向が充電方向の場合、期間Ｔ２、Ｔ３を制御し、期間Ｔ１は、期間Ｔ１ｍｉｎに維持する。したがって、Ｔｏｎ２は、下記式（２０）を用いて求めることができる。

Ｔｏｎ１＝Ｔｃ／２－Ｔ１ｍｉｎ　　・・・（２０）

[0082] また、上記式（２０）から、Ｔｏｎ２は、下記式（２１）を用いて求めることができる。

Ｔｏｎ２＝Ｔｏｎ１×｛ＶＢ／（Ｎ×ＶＰＮ）｝　　・・・（２１）

[0083] したがって、電流ＩＬの大きさを小さくする期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘは、下記式（２２）～（２４）を用いて求めることができる。

Ｔ２ｍａｘ＝Ｔｏｎ２－Ｔ１ｍｉｎ　　・・・（２２）

Ｔ３ｍａｘ＝Ｔｏｎ１－Ｔ２ｍａｘ　　・・・（２３）

Ｔ１ｍａｘ＝Ｔｃ／２－（Ｔ２ｍａｘ＋Ｔ３ｍａｘ）＝Ｔ１ｍｉｎ

・・・（２４）

[0084] 図１４は、電力変換方向が回生方向の場合に、上記式（５）～（９）、（１５）～（１９）により演算される電圧ＶＢを変化させた場合の期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘを示す図であり、ＶＰＮは４００［Ｖ］、ＶＢは１００～７００［Ｖ］である。なお、電力変換方向が充電方向の場合、

上記式（１０）～（１４）、（２０）～（２４）により演算される電圧ＶＢを変化させた場合の期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘは、図１４において、「Ｔ１ｍａｘ」と「Ｔ３ｍａｘ」とを入れ替えたものである。

[0085] 図３に戻って、期間調整部２２の説明を続ける。基準期間演算部４１は、記憶部５０（最小値記憶部の一例）と、期間決定部５１とを備える。記憶部５０は、キャリア期間Ｔｃ、巻線比Ｎ、最小期間Ｔ１ｍｉｎ、Ｔ３ｍｉｎなどを記憶する。かかる最小期間Ｔ１ｍｉｎ、Ｔ３ｍｉｎは、例えば、図示しない外部の入力部から記憶部５０に設定することができる。

[0086] 期間決定部５１は、期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘを演算する。例えば、期間決定部５１は、キャリア期間Ｔｃ、巻線比Ｎおよび最小期間Ｔ１ｍｉｎ、Ｔ３ｍｉｎを記憶部５０から取得し、電圧検出部１７、１８から電圧ＶＢおよび電圧ＶＰＮを取得する。期間決定部５１は、取得した情報および電力変換方向に基づき、例えば、上記式（５）～（２４）の演算によって、期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘを求める。

[0087] 期間決定部５１は、電圧ＶＢが電圧ＶＰＮのＮ倍より高い場合（ＶＢ＞Ｎ×ＶＰＮ）、回生時では記憶部５０に記憶した最小期間Ｔ１ｍｉｎを期間Ｔ１ｍａｘとし、充電時では記憶部５０に記憶した最小期間Ｔ３ｍｉｎを期間Ｔ３ｍａｘとする。また、期間決定部５１は、電圧ＶＢが電圧ＶＰＮのＮ倍以下の場合（ＶＢ≦Ｎ×ＶＰＮ）、回生時では記憶部５０に記憶した最小期間Ｔ３ｍｉｎを期間Ｔ３ｍａｘとし、充電時では記憶部５０に記憶した最小期間Ｔ１ｍｉｎを期間Ｔ１ｍａｘとする。そのため、期間調整部２２は、期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘを容易に求めることができる。

[0088] ここで、電圧ＶＢ側の電力Ｐについて説明する。なお、説明を容易にするため、Ｎ＝１として説明するが、Ｎ＝１でない場合には、下記の考え方に基づき、インダクタンス素子１３の配置や巻線比Ｎに応じて電圧ＶＢ側の電力Ｐを求めることができる。

[0089] １キャリア周期Ｔｃの１／２（以下、キャリア半周期と記載する）において、電圧ＶＢ側の電力Ｐを以下式（２５）のような一般式で表すことができ

る。なお、Ｖ１（ｔ）、ＩＬ（ｔ）は、時間ｔにおける電圧Ｖ１および電流ＩＬであり、０≦ｔ≦Ｔｃ／２の期間で変動する。

Ｐ＝∫（Ｖ１（ｔ）×ＩＬ（ｔ））ｄｔ／（Ｔｃ／２）・・・（２５）

[0090] キャリア半周期のうち期間Ｔ０～Ｔ３について考えると、図９に示すように、回生時は、期間Ｔ０、Ｔ３において、Ｖ１（ｔ）＝０で、期間Ｔ１、Ｔ２において、Ｖ１（ｔ）＝Ｖ１である。また、図１０に示すように、充電時は、期間Ｔ０、Ｔ１において、Ｖ１（ｔ）＝０で、期間Ｔ２、Ｔ３において、Ｖ１（ｔ）＝Ｖ１である。

[0091] また、各期間Ｔ０～Ｔ３における電流ＩＬは、インダクタンス素子１３に印加される電圧ＶＬで変化する。図５に示す等価回路モデルで考えると、電圧ＶＬと電流ＩＬは、時間ｔ（０≦ｔ≦Ｔｃ／２）における電流ＩＬであるＩＬ（ｔ）を用いて、以下式（２６）、（２７）のように表すことができる。

ＶＬ＝Ｌ×ｄＩＬ（ｔ）／ｄｔ　　・・・（２６）

ＩＬ＝（１／Ｌ）×∫ＶＬｄｔ　　・・・（２７）

[0092] ここで、各区間$Ｔ_{n}$（ｎ＝０、１、２、３）における電圧ＶＬを図１５に示すように定義する。図１５は、インダクタンス素子１３の電圧$ＶＬ_{n}$の定義を示す図である。図１５において、添え字の「ｎ」は、期間Ｔ０～Ｔ３のいずれであるかを示し、$Ｖ１_{n}$、$Ｖ２_{n}$、$ＶＬ_{n}$は、期間$Ｔ_{n}$のＶ１、Ｖ２、ＶＬである。

[0093] 例えば、ｎ＝０の場合、$Ｖ１_{n}$、$Ｖ２_{n}$、$ＶＬ_{n}$は、$Ｖ１_{0}$、$Ｖ２_{0}$、$ＶＬ_{0}$であり、期間Ｔ０のＶ１、Ｖ２、ＶＬである。$ＶＬ_{n}$は、$Ｖ１_{n}$、$Ｖ２_{n}$を用いて下記式（２８）のように表すことができる。

$ＶＬ_{n}$＝$Ｖ１_{n}$－$Ｖ２_{n}$　　・・・（２８）

[0094] また、各区間$Ｔ_{n}$（ｎ＝０、１、２、３）における電流ＩＬを図１６に示すように定義する。図１６は、各期間$Ｔ_{n}$におけるインダクタンス素子１３の電流ＩＬのピーク値$Ｉｐｅａｋ_{n}$の定義を示す図である。

[0095] 図１６において、期間$Ｔ_{n}$の添え字「ｎ」は、期間Ｔ０～Ｔ３のいずれであ

るかを示し、T_0＝Ｔ０、T_1＝Ｔ１、T_2＝Ｔ２、T_3＝Ｔ３である。Ｉｐｅａｋ$_n$は、期間T_nの電流ＩＬのピーク値であり、ピーク値Ｉｐｅａｋ$_{n-1}$は、期間T_nの前の期間における電流ＩＬのピーク値である。また、時刻t_{n-1}は、期間T_nの開始時刻を示し、時刻t_nは、期間T_nの終了時刻を示す。なお、t_{-1}＝０とする。

[0096] ピーク値Ｉｐｅａｋ$_n$、Ｉｐｅａｋ$_{n-1}$は、下記式（２９）、（３０）に示すように表すことができる。

$$Ipeak_n=(VL_n/L)\times T_n \quad \cdots(29)$$

$$Ipeak_{n+1}=Ipeak_n+VL_{n-1}/L\times T_{n+1} \quad \cdots(30)$$

[0097] 上述したように、回生時では、期間Ｔ０、Ｔ３でＶ１（ｔ）＝０となるため、下記式（３１）、（３２）に示すように、期間Ｔ０、Ｔ３での電圧ＶＢ側の電力Ｐは、ゼロである。

$$\int V1(t)\times IL(t)\,dt=0 \quad (0\leqq t\leqq t_0) \quad \cdots(31)$$

$$\int V1(t)\times IL(t)\,dt=0 \quad (t_2\leqq t\leqq t_3) \quad \cdots(32)$$

[0098] したがって、回生時における電圧ＶＢ側の電力Ｐは、下記式（３３）に示すように表すことができる。なお、下記式（３３）においては、t_0～t_2をｔ０～ｔ２として記載している。

[数1]

$$P=\frac{2}{Tc}\times\left\{\int_{t1}^{t0}VB\times(VB/L)\times t\,dt+\int_{t2}^{t1}VB\times(VB/L\times T1+(VB-VPN)/L\times t)\,dt\right.$$

$$\left.=\frac{VB}{L\times Tc}\times\{VB\times T1^2+2\times VB\times T1\times T2+(VB-VPN)\times T2^2\}\right.$$

…(33)

[0099] 上記式（３３）から、最大変調時のＶＢ側の電力Ｐ（以下、ＶＢ側電力Ｐｍａｘと記載する）は、下記式（３４）のように表すことができる。なお、ＶＢ側電力Ｐｍａｘは、回生時には、入力電力であり、充電時には、出力電力である。

[数2]

$$Pmax=\frac{VB\times\{VB\times T1max^2+2\times VB\times T1max\times T2max+(VB-VPN)\times T2max^2\}}{L\times Tc}$$

…(34)

[0100] また、充電時では、期間Ｔ０、Ｔ１でＶ１（ｔ）＝０となるため、下記式（３５）、（３６）に示すように、期間Ｔ０、Ｔ１での電圧ＶＢ側の電力Ｐは、ゼロである。

$\int V1(t)\times IL(t)dt=0 \quad (0\leqq t\leqq t_0)$ ・・・（３５）

$\int V1(t)\times IL(t)dt=0 \quad (t_0\leqq t\leqq t_1)$ ・・・（３６）

[0101] したがって、充電時における電圧ＶＢ側の電力Ｐは、下記式（３７）に示すように表すことができる。なお、下記式（３７）においては、t_1～t_3をｔ１～ｔ３として記載している。

[数3]

$$P=\frac{2}{Tc}\times\{\int_{t2}^{t3}VB\times(VB/L)\times t\,dt+\int_{t1}^{t2}VB\times(VB/L\times T3+(VB-VPN)/L\times t)dt$$
$$=\frac{VB}{L\times Tc}\times\{VB\times T3^2+2\times VB\times T3\times T2+(VB-VPN)\times T2^2\}$$

…(37)

[0102] 上記式（３７）から、最大変調時のＶＢ側電力Ｐｍａｘは、下記式（３８）のように表すことができる。

[数4]

$$Pmax=\frac{VB\times\{VB\times T3max^2+2\times VB\times T3max\times T2max+(VB-VPN)\times T2max^2\}}{L\times Tc}$$

…(38)

[0103] 基準電力演算部４２は、例えば、上記式（３４）、（３８）の演算によって、最大変調時のＶＢ側電力Ｐｍａｘを求める。なお、基準電力演算部４２は、電圧検出部１７、１８から電圧ＶＢおよび電圧ＶＰＮを取得し、内部の記憶部または記憶部５０からキャリア期間Ｔｃ、巻線比Ｎ、最小期間Ｔ１ｍｉｎを取得することができる。

[0104] ここで、Ｎ＝１で、ＶＢ＝ＶＰＮの場合において、最大変調時のＶＢ側電力Ｐｍａｘが定格電力Ｐｒａｔｅである。かかる定格電力Ｐｒａｔｅを満たす期間Ｔ１、Ｔ３は、Ｔ１ｍｉｎ、Ｔ３ｍｉｎであり、Ｔ１ｍｉｎ＝Ｔ３ｍｉｎであり、したがって、この場合、上記式（３３）、（３７）は、下記式（３９）のように表すことができる。

[数5]

$$\frac{Tc}{2}\times P=\int_{t1}^{t0}\{VB\times(VB/L)\times t\}dt+\int_{t2}^{t1}\{VB\times(VB/L)\times T1\}dt$$
$$=\int_{t2}^{t3}\{VB\times(VB/L)\times t\}dt+\int_{t1}^{t2}\{VB\times(VB/L)\times T3\}dt \quad \cdots(39)$$

[0105] Ｔ１ｍｉｎ＝Ｔ３ｍｉｎであるため、Ｔ２＝Ｔｃ／２－２×Ｔ１ｍｉｎである。したがって、最小期間Ｔ１ｍｉｎ、Ｔ３ｍｉｎは、下記式（４０）のように表すことができる。

[数6]

$$T1\min=T3\min=\frac{2\times\{(Tc/2)/3\}-\sqrt{2\times\{(Tc/2)/3\}\times\{2\times(Tc/2)/3-4\times Prate\times L/(N\times VPN)^2\}}}{2} \quad \cdots(40)$$

[0106] このように、最小期間Ｔ１ｍｉｎ、Ｔ３ｍｉｎは、インダクタンス素子１３のインダクタンス値Ｌ、ＤＣ－ＤＣコンバータ１の定格電力Ｐｒａｔｅ、キャリア期間Ｔｃ、電圧ＶＰＮなどによって求めることができる。例えば、Ｐｒａｔｅ＝１１［ｋＷ］、Ｌ＝３３［μＨ］、Ｔｃ＝１／１８０００［ｓｅｃ］、ＶＢ＝ＶＰＮ＝４００［Ｖ］である場合、上記式（４０）により、最小期間Ｔ１ｍｉｎ、Ｔ３ｍｉｎは２．６４７［ｕｓｅｃ］である。なお、基準期間演算部４１は、最小期間Ｔ１ｍｉｎ、Ｔ３ｍｉｎを例えば上記式（４０）を用いて演算することができ、かかる演算結果を記憶部５０等に記憶することができる。

[0107] 図１７は、基準電力演算部４２によって演算される最大変調時のＶＢ側電力ＰｍａｘとＤＣ－ＤＣコンバータ１が出力可能な電力Ｐｏとの関係の一例を示す図である。

[0108] 図３に戻って、期間調整部２２の説明を続ける。比率演算部４３は、最大変調時のＶＢ側電力Ｐｍａｘと電力指令Ｐｒｅｆに基づいて、比率Ｄｒｅｆを演算する。例えば、比率演算部４３は、最大変調時のＶＢ側電力Ｐｍａｘと電力指令Ｐｒｅｆとの平方根比Ｄｐ（下記式（４１）参照）を演算し、かかる平方根比Ｄｐを比率Ｄｒｅｆとする。

$$Dp=\sqrt{(Pref/Pmax)} \quad \cdots (41)$$

[0109] 制御期間演算部４４は、期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘおよび比率Ｄｒｅｆに基づき、期間指令Ｔ１ｒｅｆ、Ｔ２ｒｅｆ、Ｔ３ｒｅｆを演算する。例えば、制御期間演算部４４は、下記式（４２）～（４４）の演算を行って、期間指令Ｔ１ｒｅｆ、Ｔ２ｒｅｆ、Ｔ３ｒｅｆを求めることができる。

$$T1ref=T1max\times Dref \quad \cdots (42)$$

$$T2ref=T2max\times Dref \quad \cdots (43)$$

$$T3ref=T3max\times Dref \quad \cdots (44)$$

[0110] 図１８は、ＶＢ＜Ｎ×ＶＰＮの場合における電流ＩＬの一例を示す図であり、図１９は、ＶＢ＝Ｎ×ＶＰＮの場合における電流ＩＬの一例を示す図であり、図２０は、ＶＢ＞Ｎ×ＶＰＮの場合における電流ＩＬの一例を示す図である。図１８～図２０において、電流ＩＬｍａｘは、電力指令ＰｒｅｆがＤＣ－ＤＣコンバータ１の定格電力Ｐｒａｔｅ（図１７に示す例では、１１ｋＷ）と等しい場合にインダクタンス素子１３に流れる電流ＩＬである。また、期間Ｔ１ｌｉｍ～Ｔ３ｌｉｍは、電力指令ＰｒｅｆがＤＣ－ＤＣコンバータ１の定格電力Ｐｒａｔｅと等しい場合の期間Ｔ１～Ｔ３である。

[0111] このように、期間調整部２２は、期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘの比率に基づいて期間Ｔ１～Ｔ３の比率を設定し、電力指令Ｐｒｅｆに基づいて期間Ｔ１～Ｔ３の長さを調整する。したがって、トランス１２に流れる電流の大きさを抑えつつ、期間Ｔ１～Ｔ３を複雑な演算を行うことなく、容易に求めることができる。

[0112] また、期間調整部２２は、最大変調時において、期間Ｔ２を長くするよう

に、期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘを演算する。したがって、入力電力または出力電力が大きい場合に、トランス１２に流れる電流の大きさをより抑えることができる。

[0113] また、期間調整部２２は、電圧ＶＢと電圧ＶＰＮに基づいて、期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘを演算する。したがって、電圧ＶＢや電圧ＶＰＮが変化した場合であっても、ＤＣ－ＤＣコンバータ１における電力変換効率の低下を適切に抑制することができる。

[0114] また、期間調整部２２は、最大変調時のＶＢ側電力Ｐｍａｘと電力指令Ｐｒｅｆとの平方根比Ｄｐを演算し、かかる平方根比Ｄｐに期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘを乗じて期間Ｔ１～Ｔ３を求める。これにより、電力指令Ｐｒｅｆに応じた第１および第２のスイッチング回路１０、１１の動作期間の演算を精度よく行うことができる。

[0115] ［２．５．スイッチ駆動部２３］

スイッチ駆動部２３は、期間調整部２２によって生成された期間指令Ｔ１ｒｅｆ、Ｔ２ｒｅｆ、Ｔ３ｒｅｆに基づいて、駆動信号Ｓ１～Ｓ８を生成し、第１および第２のスイッチング回路１０、１１のスイッチング素子Ｑ１～Ｑ８をオン／オフ制御する。

[0116] 例えば、スイッチ駆動部２３は、期間Ｔ１、Ｔ２、Ｔ３がそれぞれ期間指令Ｔ１ｒｅｆ、Ｔ２ｒｅｆ、Ｔ３ｒｅｆと一致するように、駆動信号Ｓ１～Ｓ８を生成し、第１および第２のスイッチング回路１０、１１を制御する。

[0117] ［２．６．ＤＣ－ＤＣ変換］

次に、ＤＣ－ＤＣコンバータ１によるＤＣ－ＤＣ変換処理について説明する。図２１は、ＤＣ－ＤＣコンバータ１によるＤＣ－ＤＣ変換処理の一例を示す図である。図２１に示す処理は、ＤＣ－ＤＣコンバータ１によって繰り返し実行される。

[0118] 図２１に示すように、ＤＣ－ＤＣコンバータ１の制御部２０は、例えば、発電装置４からの供給電力ＰＢが最大になるように電力指令Ｐｒｅｆを生成する（ステップＳ１０）。

[0119] 制御部２０は、電圧ＶＢおよび電圧ＶＰＮに基づき、期間指令Ｔ１ｒｅｆ～Ｔ３ｒｅｆを生成し、電圧ＶＢ（第１電圧および第２電圧の一方の一例）および電圧ＶＰＮ（第１電圧および第２電圧の他方の一例）の印加期間を調整する（ステップＳ１１）。電圧ＶＢの印加期間は第１のスイッチング回路１０から交流側へ電圧ＶＢを印加する期間であり、電圧ＶＰＮの印加期間は、第２のスイッチング回路１１から交流側へ電圧ＶＰＮを印加する期間である。

[0120] 制御部２０は、期間指令Ｔ１ｒｅｆ、Ｔ２ｒｅｆに対応する期間の間、第１のスイッチング回路１０を動作させて、インダクタンス素子１３とトランス１２の１次側巻線との直列回路に、第１のスイッチング回路１０から電圧ＶＢを印加する（ステップＳ１２）。

[0121] また、制御部２０は、期間指令Ｔ２ｒｅｆ、Ｔ３ｒｅｆに対応する期間の間、第２のスイッチング回路１１を動作させて、トランス１２の２次側巻線に、第２のスイッチング回路１１から電圧ＶＰＮを印加する（ステップＳ１３）。

[0122] ステップＳ１３が終了すると、制御部２０は、図２１に示す制御を終了するか否かを判定する（ステップＳ１４）。制御部２０は、例えば、図示しない操作部から停止指令が入力された場合に、図２１に示す制御を終了すると判定する。制御部２０は、図２１に示す制御を終了すると判定すると（ステップＳ１４；Ｙｅｓ）、制御を終了し、図２１に示す制御を終了しないと判定すると（ステップＳ１４；Ｎｏ）、ステップＳ１０に処理を移行する。

[0123] なお、ステップＳ１２、Ｓ１３は、電力変換方向が回生方向である場合の例を示している。電力変換方向が充電方向である場合、ステップＳ１２において、制御部２０は、期間指令Ｔ１ｒｅｆ、Ｔ２ｒｅｆに対応する期間の間、第２のスイッチング回路１１を動作させ、トランス１２の２次側巻線に電圧ＶＰＮを印加する。また、ステップＳ１３において、制御部２０は、期間指令Ｔ２ｒｅｆ、Ｔ３ｒｅｆに対応する期間の間、第１のスイッチング回路１０を動作させ、直列に接続されたインダクタンス素子１３およびトランス

１２の１次側巻線に電圧ＶＢを印加する。

[0124] 図２２は、図２１に示すステップＳ１１の処理の一例を示す図である。図２２に示すように、制御部２０は、例えば、電圧ＶＢおよび電圧ＶＰＮに基づき、期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘを演算する（ステップＳ２０）。

[0125] 次に、制御部２０は、期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘまたは期間Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘに基づき、最大変調時のＶＢ側電力Ｐｍａｘを演算し（ステップＳ２１）、さらに、最大変調時のＶＢ側電力Ｐｍａｘおよび電力指令Ｐｒｅｆに基づき、比率Ｄｒｅｆを演算する（ステップＳ２２）。次に、制御部２０は、期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘに比率Ｄｒｅｆを乗算し、期間指令Ｔ１ｒｅｆ、Ｔ２ｒｅｆ、Ｔ３ｒｅｆを演算する（ステップＳ２３）。

[0126] 以上のように、本実施形態に係るＤＣ－ＤＣコンバータ１は、第１電圧を印加する第１手段と、第２電圧を印加する第２手段と、第１電圧および第２電圧の印加期間の長さを調整する第３手段とを備える。第１手段は、１次側巻線および２次側巻線（第１巻線および第２巻線の一例）の少なくとも一方への電圧印加がインダクタンス素子１３を介して行われるトランス１２の第１巻線側および２次側巻線のうち一方の巻線側に電圧（第１電圧の一例）を印加する。第２手段は、第１手段による電圧の印加途中から印加終了後までの期間で、トランス１２の他方の巻線側に電圧（第２電圧の一例）を印加する。第３手段は、基準電力が入力または出力される場合における第１および第２手段による電圧の印加期間の比率を基準電力以外が入力または出力される場合における第１および第２手段による電圧の印加期間の比率とし、第１および第２手段による電圧の印加期間の長さを調整する。

[0127] ［３．その他］

上述した実施形態では、図３に示す期間調整部２２は、入力電力を基準電力の一例として説明したが、出力電力を基準電力とすることもできる。この場合も、入力電力の場合と同様に、期間調整部２２の期間決定部５１は、例

えば、最大変調時において、Ｔ１＝Ｔ３で、かつ、期間Ｔ２が最も長くなるように、定格電力Ｐｒａｔｅを満たす最小期間Ｔ１ｍｉｎ、Ｔ３ｍｉｎを演算する。かかる最小期間Ｔ１ｍｉｎ、Ｔ３ｍｉｎは、例えば、上記式（４０）と同様に、インダクタンス値Ｌ、定格電力Ｐｒａｔｅ、キャリア期間Ｔｃ、電圧ＶＰＮ、電圧ＶＢなどによって求めることができる。この場合の定格電力Ｐｒａｔｅは、ＤＣ－ＤＣコンバータから出力できる電力の最大定格である。また、基準電力演算部４２は、最大変調時のＶＰＮ側の電力をＰｍａｘ（以下、ＶＰＮ側電力Ｐｍａｘと記載する）として上記（３４）、（３８）を演算し、比率演算部４３は、最大変調時のＶＰＮ側電力Ｐｍａｘと電力指令Ｐｒｅｆに基づいて、比率Ｄｒｅｆを演算する。この場合、電力指令Ｐｒｅｆは、出力電力指令であり、回生時において、例えば、供給電力ＰＢが最大化するように指令生成部２１により生成される。

[0128] また、上述した実施形態では、図３に示す期間調整部２２は、ＶＢ＝Ｎ×ＶＰＮの場合に期間Ｔ２が最大になるように最小期間Ｔ１ｍｉｎ、Ｔ３ｍｉｎを求めた。しかし、期間調整部２２は、ＶＢがＮ×ＶＰＮではない場合に期間Ｔ２が最大になるように最小期間Ｔ１ｍｉｎ、Ｔ３ｍｉｎを求めることもできる。また、期間調整部２２は、例えば、電流ＩＬの変化率が最も小さい期間が期間Ｔ１である場合、期間Ｔ１が最大になるように最小期間Ｔ２ｍｉｎ、Ｔ３ｍｉｎを求め、かかる最小期間Ｔ２ｍｉｎ、Ｔ３ｍｉｎに基づいて、期間Ｔ１ｍａｘ、Ｔ２ｍａｘ、Ｔ３ｍａｘを演算することもできる。

[0129] また、最大変調時のＶＢ側電力Ｐｍａｘや最大変調時のＶＰＮ側電力Ｐｍａｘを基準電力としたが、期間調整部２２は、最大変調時のＶＢ側電力Ｐｍａｘ以外または最大変調時のＶＰＮ側電力Ｐｍａｘ以外を基準電力とすることもできる。

[0130] また、上述した実施形態では、図３に示す最大変調時のＶＢ側電力Ｐｍａｘと電力指令Ｐｒｅｆに基づいて、比率Ｄｒｅｆを演算する。しかし、制御部２０は、指令生成部２１の出力を比率Ｄｒｅｆとすることもできる。この場合、基準電力演算部４２および比率演算部４３を設けなくてもよく、指令

生成部２１は、直流電圧指令Ｖｒｅｆと電圧ＶＢとの電圧差分がゼロになるように制御して比率Ｄｒｅｆ（電力指令の一例）を求める。

[0131] また、上述した実施形態では、単相交流電圧によってＤＣ－ＤＣ変換を行うＤＣ－ＤＣコンバータの例を説明したが、３相交流電圧によってＤＣ－ＤＣ変換を行うＤＣ－ＤＣコンバータであってもよい。この場合、ＤＣ－ＤＣコンバータ１は、例えば、各相にインダクタンス素子を有し、インダクタンス素子毎に第１および第２のスイッチング回路が設けられる。なお、３相交流電圧によってＤＣ－ＤＣ変換を行うＤＣ－ＤＣコンバータの場合、第１および第２のスイッチング回路は、例えば、１対のスイッチング素子を直列に接続したハーフブリッジ回路である。

[0132] さらなる効果や変形例は、当業者によって容易に導き出すことができる。このため、本発明のより広範な態様は、以上のように表しかつ記述した特定の詳細および代表的な実施形態に限定されるものではない。したがって、添付の特許請求の範囲およびその均等物によって定義される総括的な発明の概念の精神または範囲から逸脱することなく、様々な変更が可能である。

符号の説明

[0133] １　ＤＣ－ＤＣコンバータ

２　ＤＣ－ＡＣコンバータ

３　電力変換装置

４　発電装置

５　電力系統

１０　第１のスイッチング回路

１１　第２のスイッチング回路

１２　トランス

１３、１３ａ、１３ｂ　インダクタンス素子

１４、１５　コンデンサ

１６、１９　電流検出部

１７、１８　電圧検出部

２０　制御部

２１　指令生成部

２２　期間調整部

２３　スイッチ駆動部

４１　基準期間演算部

４２　基準電力演算部

４３　比率演算部

４４　制御期間演算部

５０　記憶部

５１　期間決定部

１００　発電システム

請求の範囲

[請求項1] 第１のスイッチング回路と、

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の交流側と前記第２のスイッチング回路の交流側との間に配置されたトランスと、

前記第１および第２のスイッチング回路の交流側の少なくとも一方の交流側と前記トランスとの間に配置されたインダクタンス素子と、

前記第１および第２のスイッチング回路を動作させる制御部と、を備え、

前記制御部は、

前記第１および第２のスイッチング回路に対して所定の動作比率を設定し、当該設定した動作比率に基づいて、前記第１および第２のスイッチング回路の動作期間の長さを調整する期間調整部を備える

ことを特徴とするＤＣ－ＤＣコンバータ。

[請求項2] 前記期間調整部は、

基準電力が前記第１および第２のスイッチング回路のうちの一方のスイッチング回路に入力または他方のスイッチング回路から出力される場合における前記第１および第２のスイッチング回路の動作比率を前記所定の動作比率として設定する

ことを特徴とする請求項１に記載のＤＣ－ＤＣコンバータ。

[請求項3] 前記期間調整部は、

前記所定の動作比率に基づいて、前記基準電力以外の電力が前記一方のスイッチング回路に入力または前記他方のスイッチング回路から出力される場合における前記第１および第２のスイッチング回路の動作比率を設定し、前記第１および第２のスイッチング回路の動作期間の長さを調整する

ことを特徴とする請求項２に記載のＤＣ－ＤＣコンバータ。

[請求項4] 前記期間調整部は、

前記基準電力が入力または出力される場合における前記第１および第２のスイッチング回路の動作期間を前記第１および第２のスイッチング回路の基準動作期間とし、当該基準動作期間の長さを電力指令に応じた比率で変更して前記電力指令に応じた前記第１および第２のスイッチング回路の動作期間の長さを求める制御期間演算部を備える

ことを特徴とする請求項３に記載のＤＣ－ＤＣコンバータ。

[請求項5] 前記期間調整部は、

前記基準電力と前記電力指令との平方根比を演算する比率演算部を備え、

前記制御期間演算部は、

前記比率演算部によって演算された前記平方根比を前記第１および第２のスイッチング回路の前記基準動作期間の長さに乗じて前記第１および第２のスイッチング回路の動作期間の長さを求める

ことを特徴とする請求項４に記載のＤＣ－ＤＣコンバータ。

[請求項6] 前記第１および第２のスイッチング回路の動作比率は、

前記第１および第２のスイッチング回路のうちの一方を動作させる第１の期間と、前記第１および第２のスイッチング回路を動作させる第２の期間と、前記第１および第２のスイッチング回路のうちの他方を動作させる第３の期間との比率であり、

前記期間調整部は、

前記基準電力が入力または出力される場合における第１～第３の期間の比率を前記基準電力以外が入力または出力される場合における第１～第３の期間の比率にし、前記第１～第３の期間の長さを調整する

ことを特徴とする請求項３～５のいずれか１つに記載のＤＣ－ＤＣコンバータ。

[請求項7] 前記期間調整部は、

前記基準電力が入力または出力される場合における前記第１～第３の期間を第１～第３の基準動作期間とし、前記第１のスイッチング回

路の直流側の第１電圧と、前記第２のスイッチング回路の直流側の第２電圧に基づいて、前記第１～第３の基準動作期間を演算する基準期間演算部を備える

ことを特徴とする請求項６に記載のＤＣ－ＤＣコンバータ。

[請求項8] 前記トランスの前記第１のスイッチング回路側巻線と前記トランスの前記第２のスイッチング回路側巻線との比は、Ｎ：１であり、

前記基準期間演算部は、

前記第１の期間の最小値と前記第３の期間の最小値とを記憶する最小値記憶部と、

前記第１電圧が前記第２電圧のＮ倍より高い場合、前記第１の期間の最小値を前記第１の基準動作期間とし、前記第１電圧が前記第２電圧のＮ倍より低い場合、前記第３の期間の最小値を前記第３の基準動作期間とする期間決定部と、を備える

ことを特徴とする請求項７に記載のＤＣ－ＤＣコンバータ。

[請求項9] 前記基準期間演算部は、

前記基準電力が入力または出力される場合において前記第２の期間が最も長くなるように前記第２の基準動作期間を決定する

ことを特徴とする請求項７または８に記載のＤＣ－ＤＣコンバータ。

[請求項10] 前記基準電力は、変調時の入力電力または出力電力である

ことを特徴とする請求項２～９のいずれか１つに記載のＤＣ－ＤＣコンバータ。

[請求項11] 請求項１～１０のいずれか１つに記載のＤＣ－ＤＣコンバータを備えた電力変換装置。

[請求項12] 請求項１～１０のいずれか１つに記載のＤＣ－ＤＣコンバータと、

前記第１のスイッチング回路の直流側に接続された発電装置と、

前記第２のスイッチング回路の直流側に接続されたＤＣ－ＡＣコンバータと、

を備えることを特徴とする発電システム。

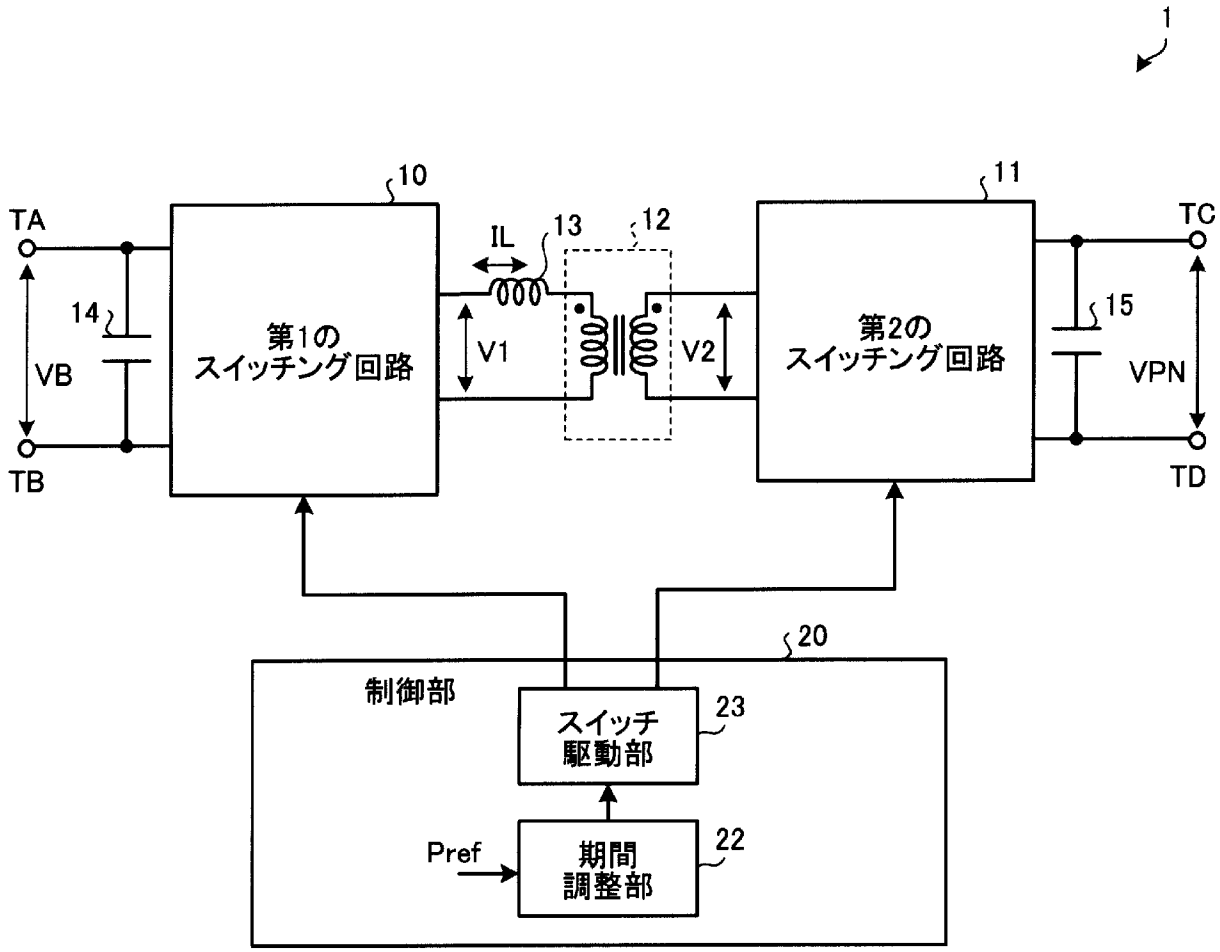
[請求項13] 第１巻線および第２巻線の少なくとも一方への電圧印加がインダクタンス素子を介して行われるトランスの第１巻線側に第１電圧を印加し、

前記第１電圧の印加途中から前記第１電圧の印加終了後までの期間で、前記トランスの第２巻線側に第２電圧を印加し、

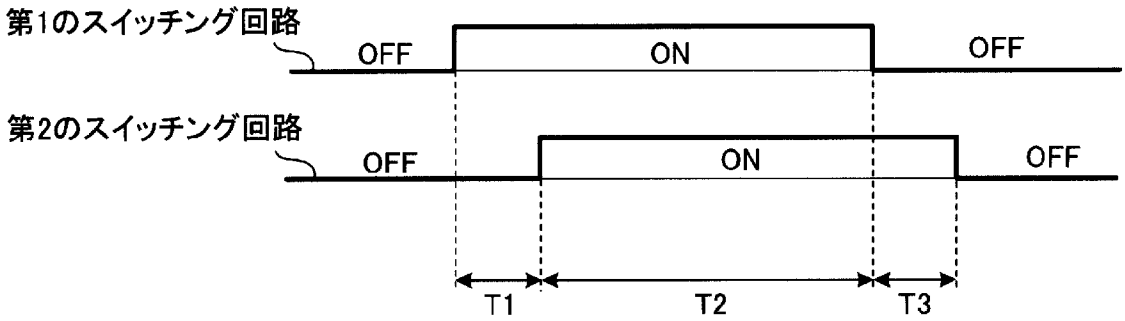
基準電力が入力または出力される場合における前記第１電圧および第２電圧の印加期間の比率に基づいて前記基準電力以外の電力が入力または出力される場合における前記第１電圧および第２電圧の印加期間の比率を設定する

ことを特徴とするＤＣ－ＤＣ変換方法。

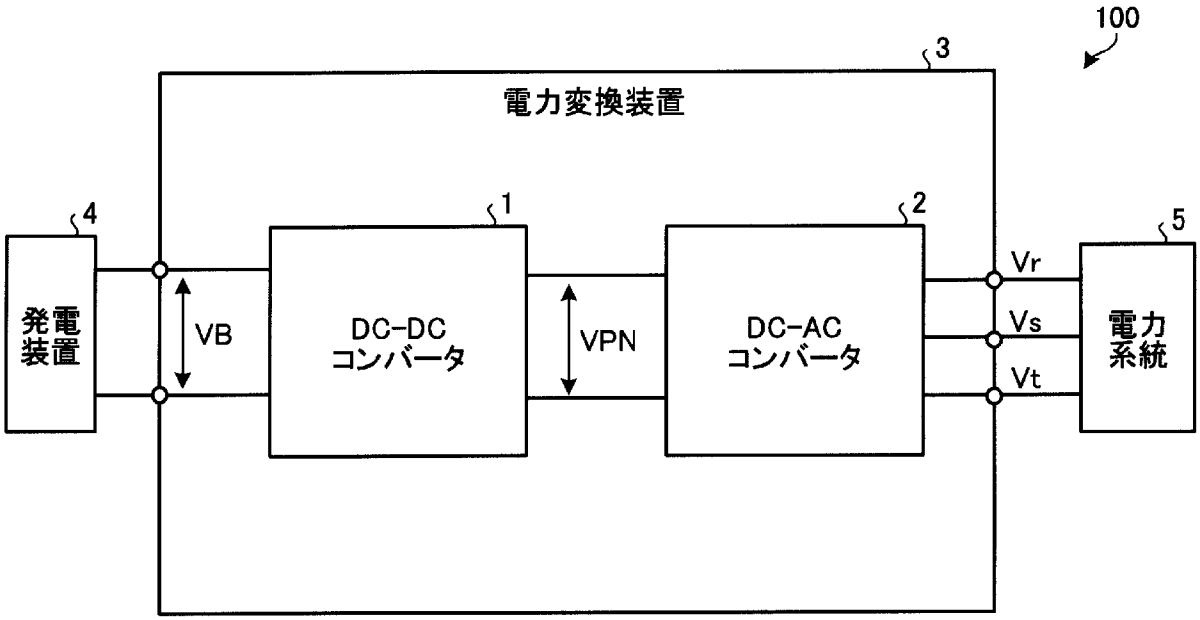
[図1A]


1
10
11
TA
TB
TC
TD
IL
13
12
14
VB
V1
V2
15
VPN
第1の
スイッチング回路
第2の
スイッチング回路
20
制御部
スイッチ
駆動部
23
Pref
期間
調整部
22

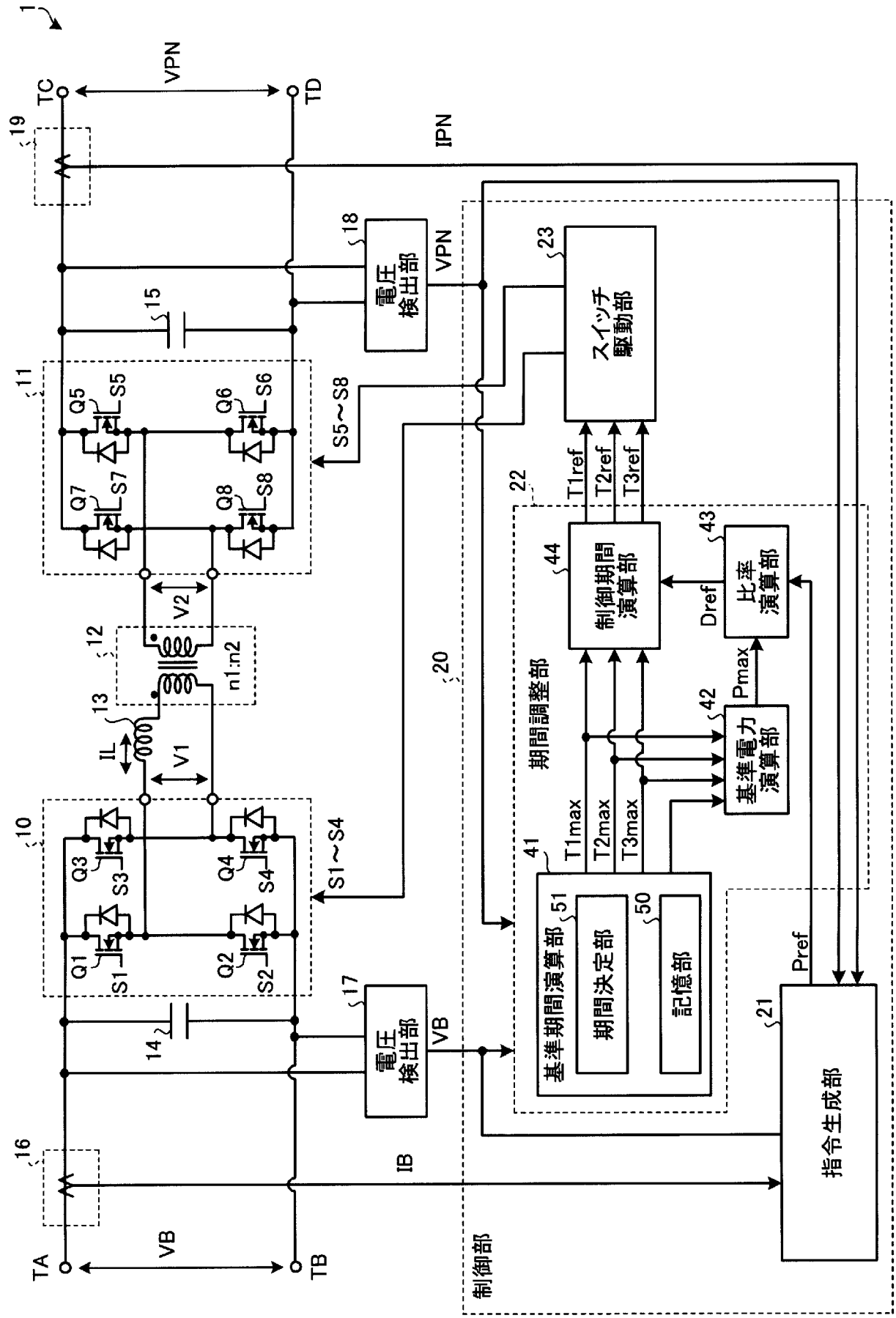
[図1B]


第1のスイッチング回路
OFF
ON
OFF
第2のスイッチング回路
OFF
ON
OFF
T1
T2
T3

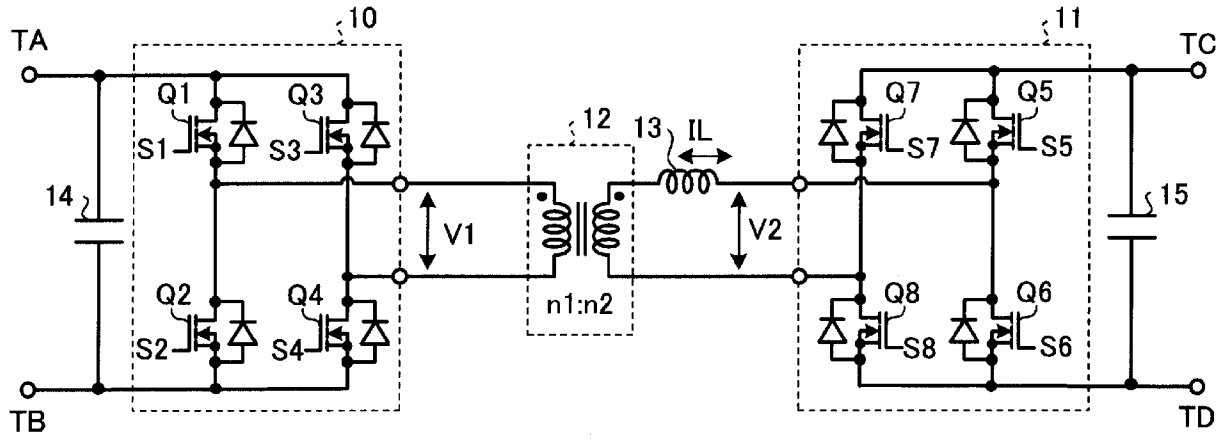
[図2]


100
3
電力変換装置
4
発電装置
VB
1
DC-DC コンバータ
VPN
2
DC-AC コンバータ
Vr
Vs
Vt
5
電力系統

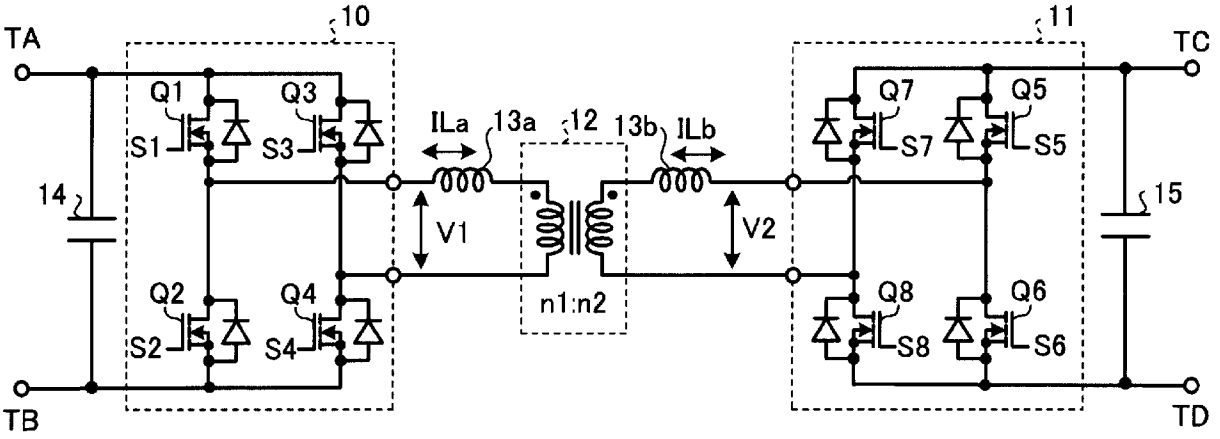
[図3]


1
VPN
TC
TD
IPN
19
18
電圧検出部
VPN
23
スイッチ駆動部
15
11
Q5
S5
Q6
S6
Q7
S7
Q8
S8
S5～S8
22
T1ref
T2ref
T3ref
44
制御期間演算部
43
比率演算部
Dref
V2
12
n1:n2
13
20
期間調整部
Pmax
42
基準電力演算部
IL
V1
10
Q3
S3
Q4
S4
Q1
S1
Q2
S2
S1～S4
41
T1max
T2max
T3max
51
基準期間演算部
期間決定部
50
記憶部
Pref
14
17
電圧検出部
VB
21
指令生成部
16
IB
TA
VB
TB
制御部

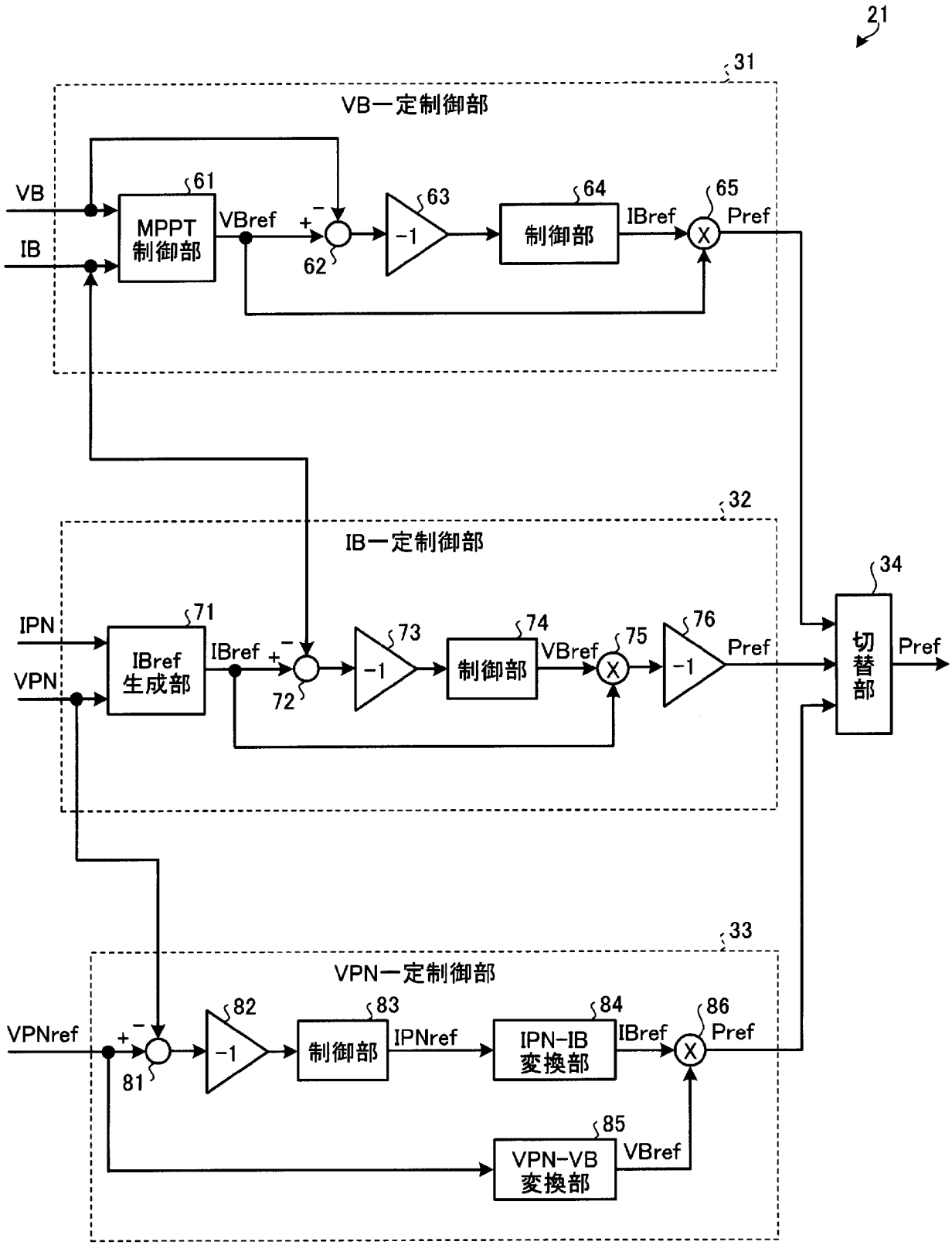
[図4A]


TA
TB
TC
TD
10
11
12
13
IL
14
15
Q1
Q2
Q3
Q4
Q5
Q6
Q7
Q8
S1
S2
S3
S4
S5
S6
S7
S8
V1
V2
n1:n2

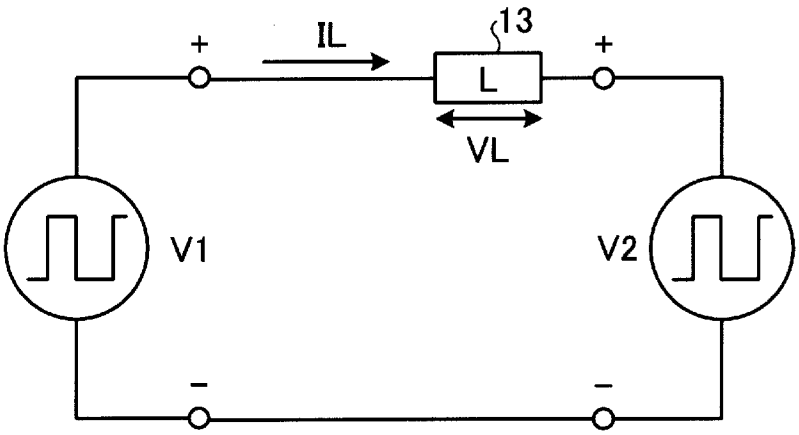
[図4B]


TA
TB
TC
TD
10
11
12
13a
13b
ILa
ILb
14
15
Q1
Q2
Q3
Q4
Q5
Q6
Q7
Q8
S1
S2
S3
S4
S5
S6
S7
S8
V1
V2
n1:n2

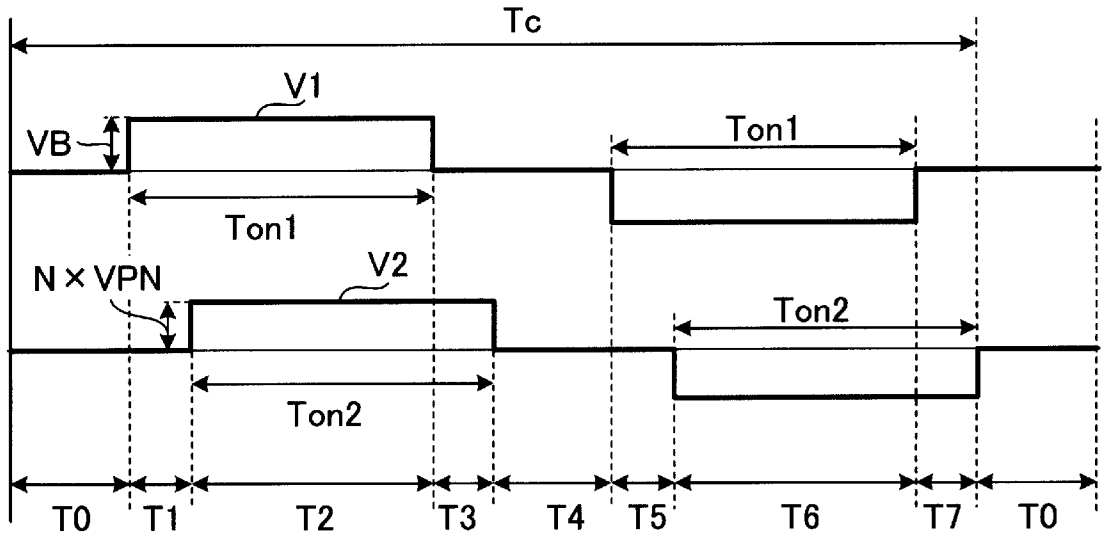
[図5]


21
31
VB一定制御部
VB
IB
61
MPPT
制御部
VBref
62
63
-1
64
制御部
IBref
65
X
Pref
32
IB一定制御部
IPN
VPN
71
IBref
生成部
IBref
72
73
-1
74
制御部
VBref
75
X
76
-1
Pref
34
切替部
Pref
33
VPN一定制御部
VPNref
81
82
-1
83
制御部
IPNref
84
IPN-IB
変換部
IBref
86
X
Pref
85
VPN-VB
変換部
VBref

[図6]


+
IL
13
+
L
VL
V1
V2
−
−

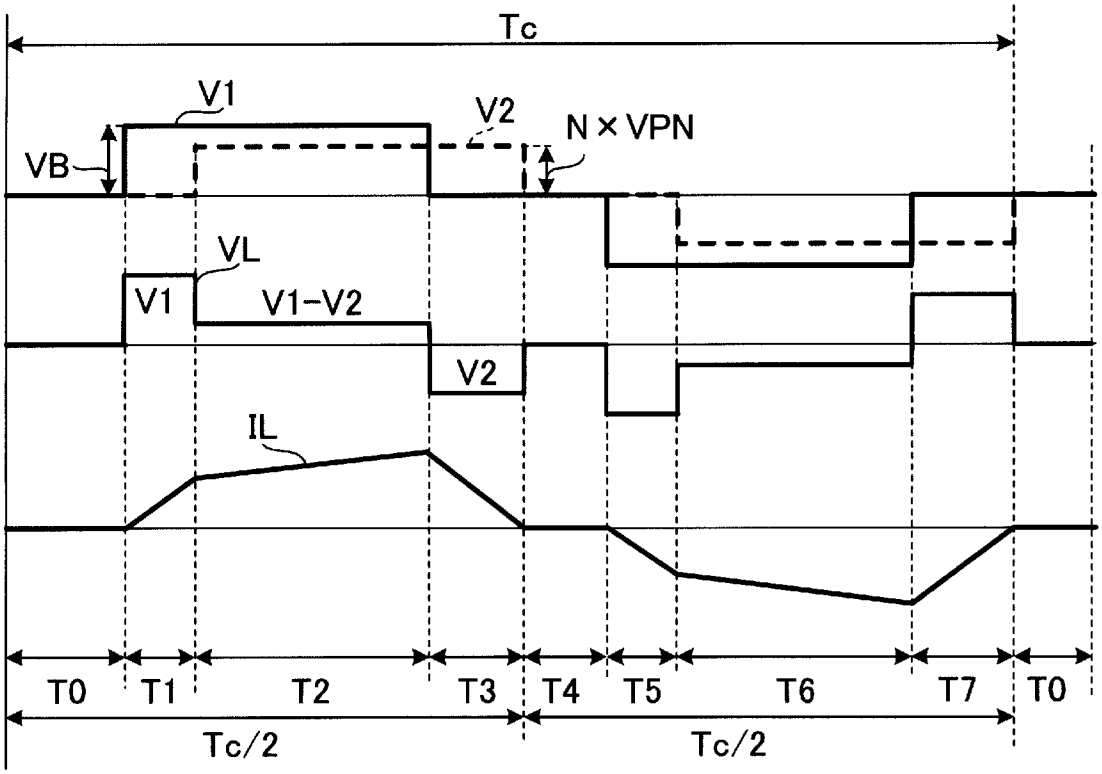
[図7]


Tc
V1
VB
Ton1
Ton1
N×VPN
V2
Ton2
Ton2
T0
T1
T2
T3
T4
T5
T6
T7
T0

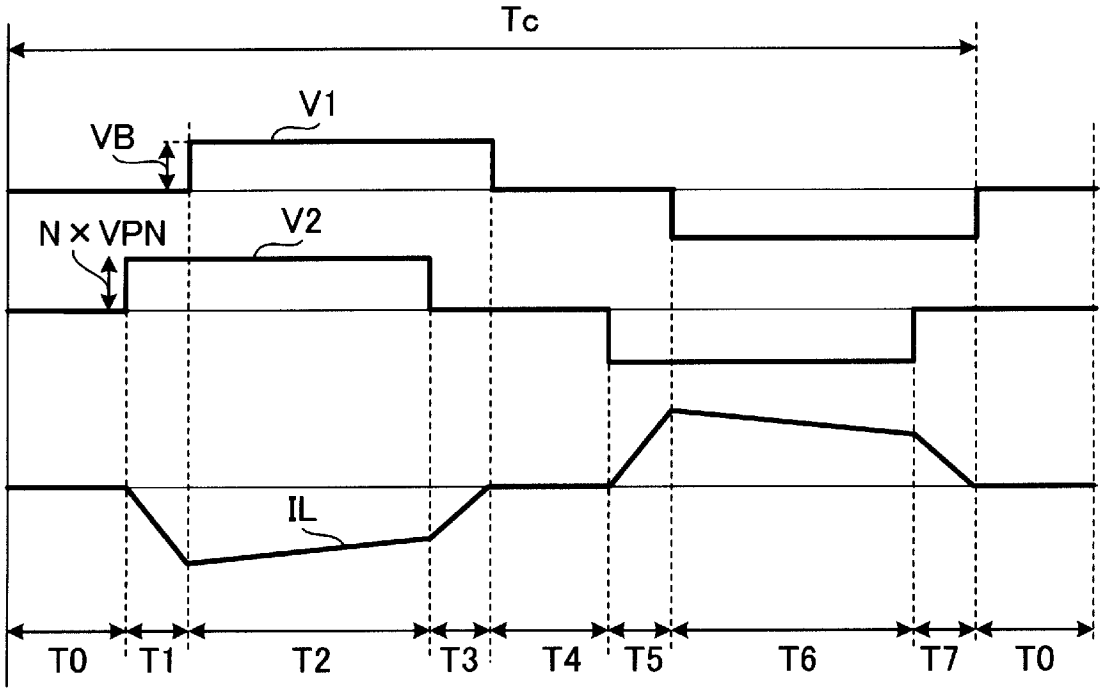
[図8]

	T0	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7
Q1	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF
Q2	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON
Q3	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF
Q4	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
Q5	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF
Q6	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON
Q7	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON
Q8	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF

[図9]



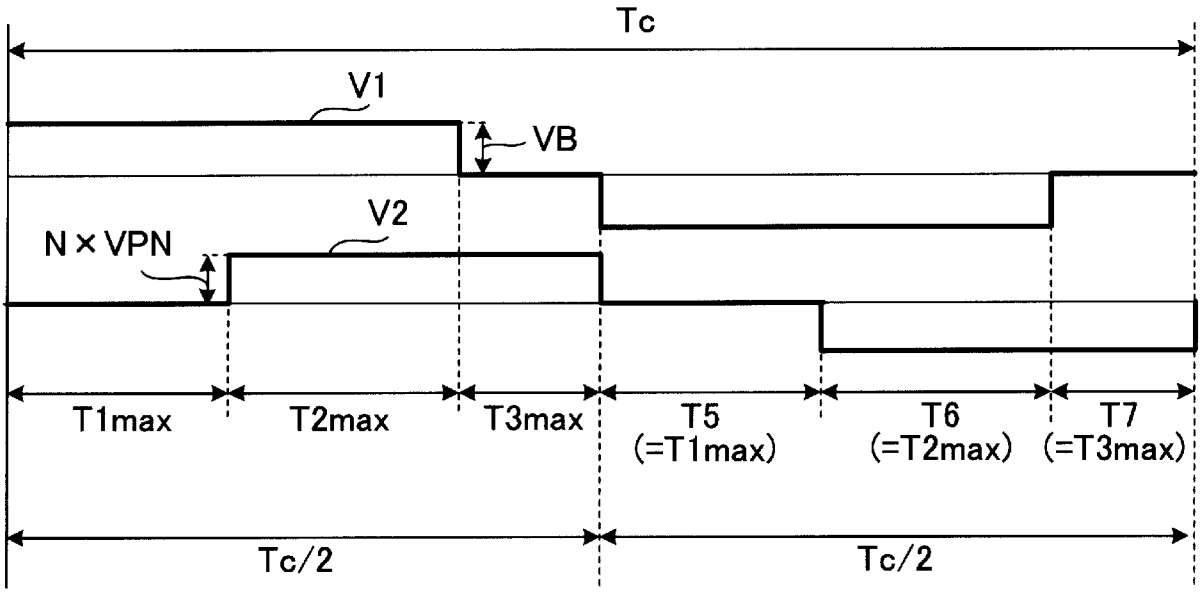
[図10]



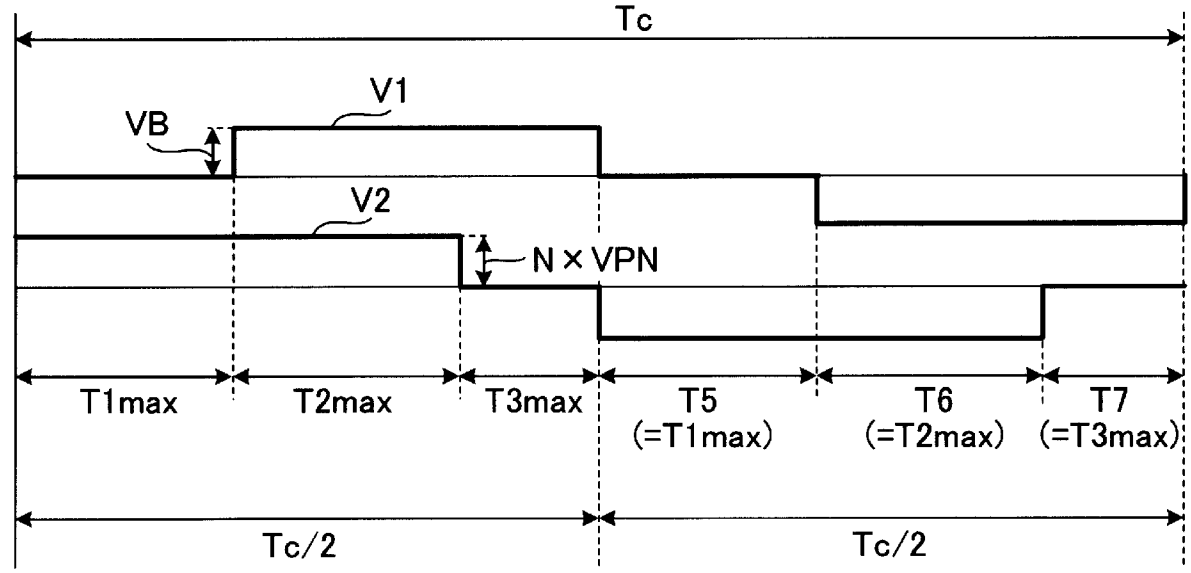
[図11]

	T0	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7
Q1	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF
Q2	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON
Q3	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON
Q4	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF
Q5	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF
Q6	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON
Q7	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF
Q8	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON

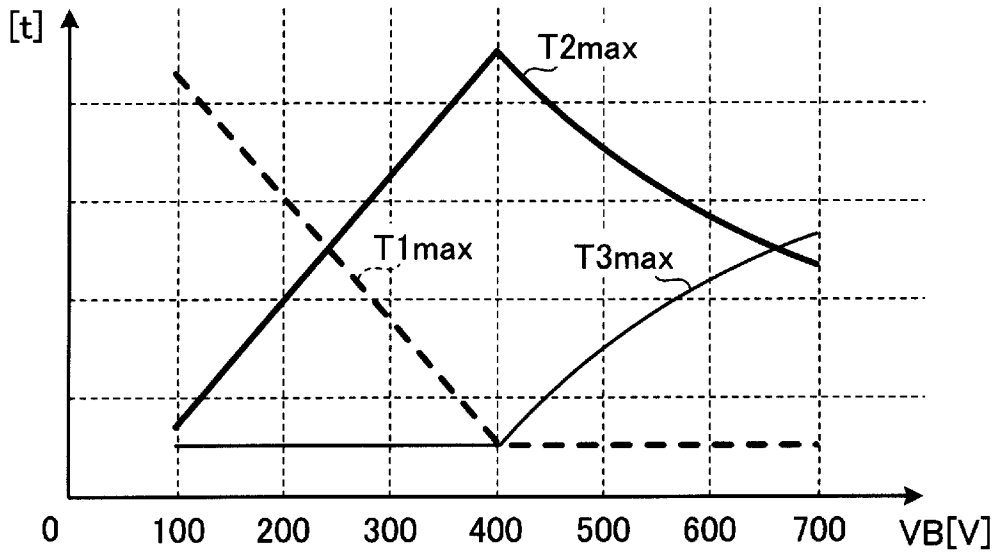
[図12]


Tc
V1
VB
V2
N×VPN
T1max
T2max
T3max
T5
(=T1max)
T6
(=T2max)
T7
(=T3max)
Tc/2
Tc/2

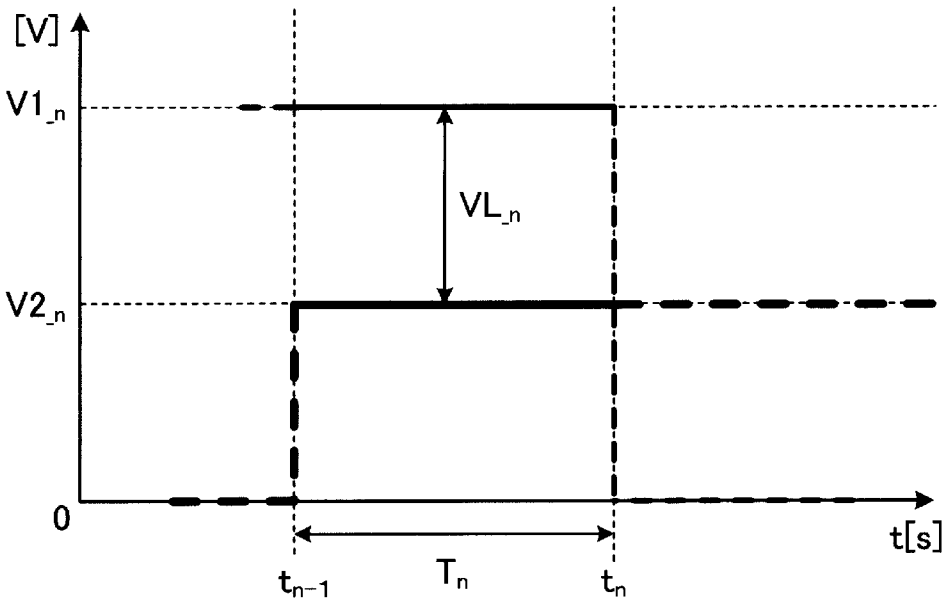
[図13]


Tc
V1
VB
V2
N×VPN
T1max
T2max
T3max
T5
(=T1max)
T6
(=T2max)
T7
(=T3max)
Tc/2
Tc/2

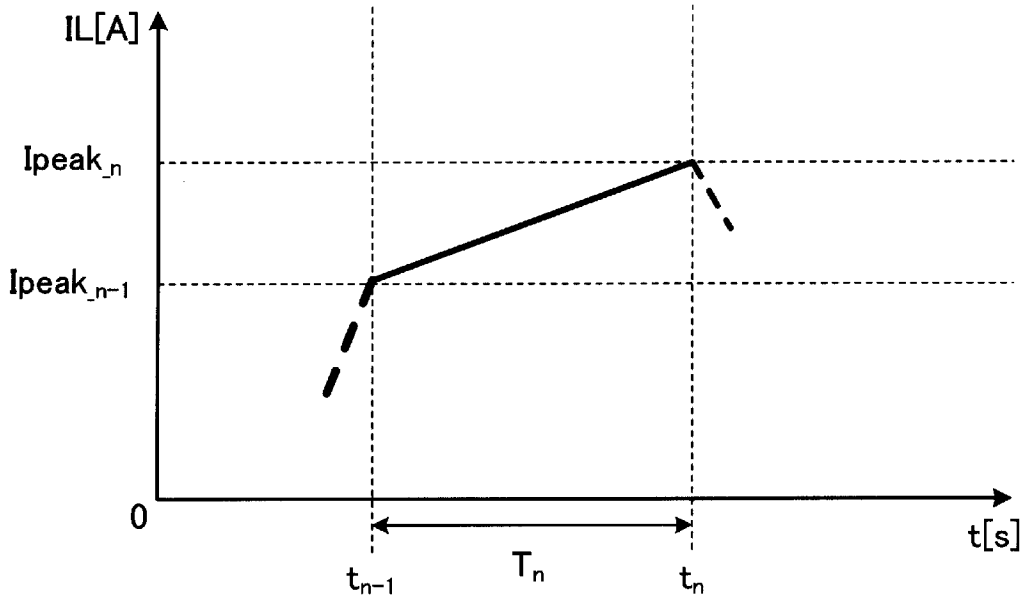
[図14]


[t]
T2max
T1max
T3max
0
100
200
300
400
500
600
700
VB[V]

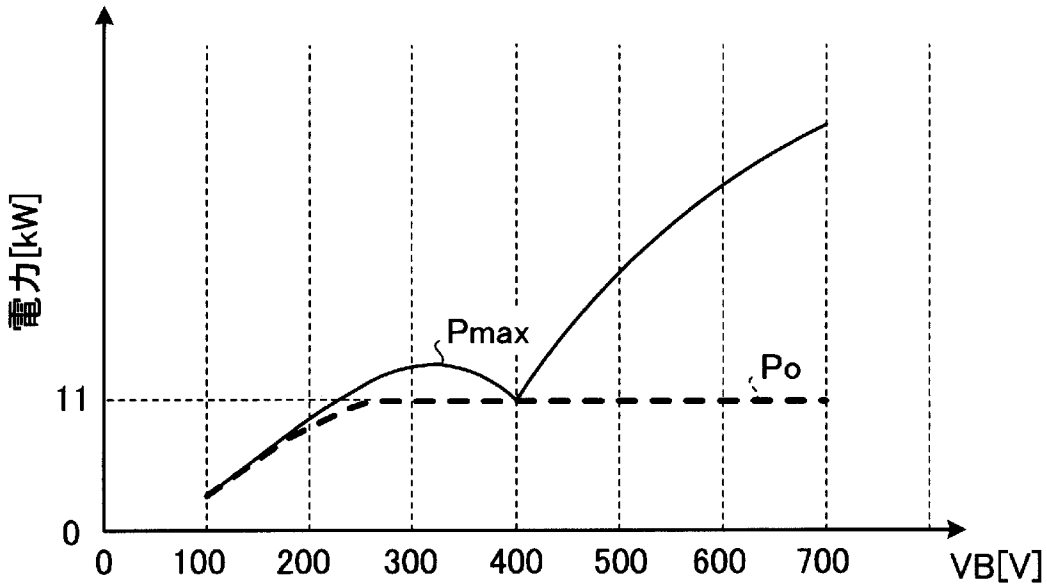
[図15]


[V]
V1_n
VL_n
V2_n
0
t[s]
t_n-1
T_n
t_n

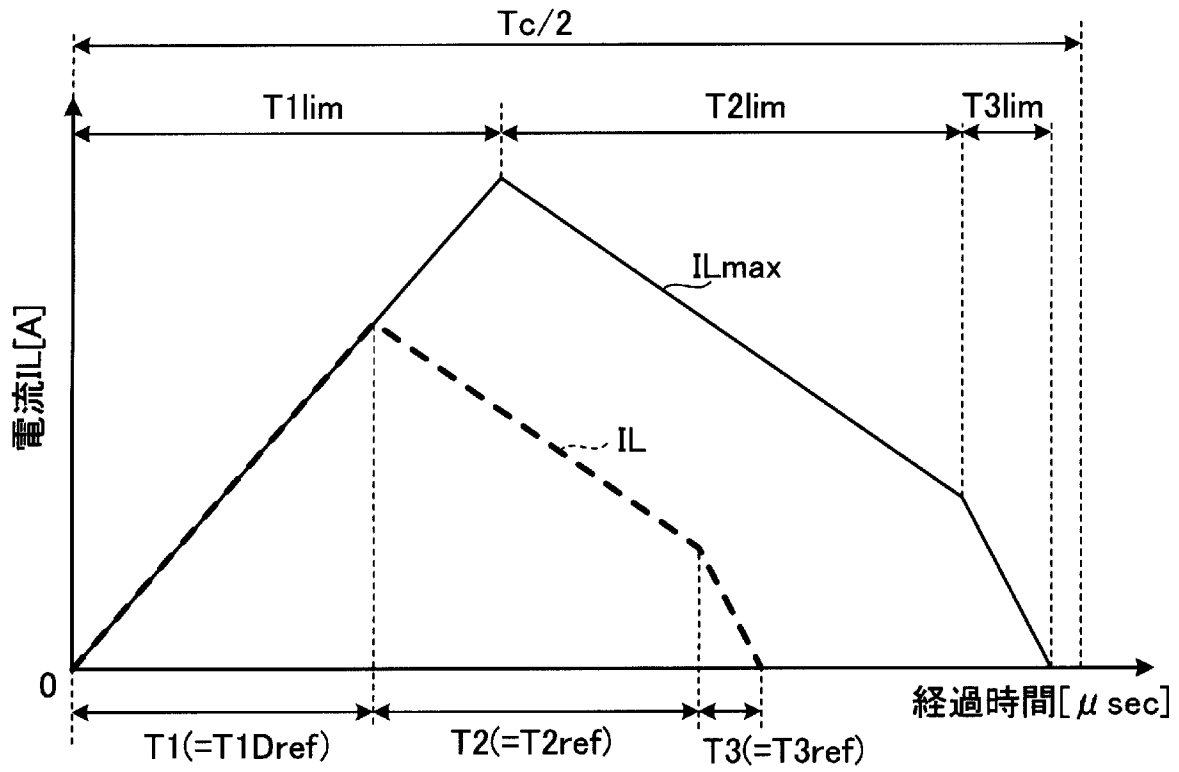
[図16]


IL[A]
Ipeak_n
Ipeak_n-1
0
t[s]
t_n-1
T_n
t_n

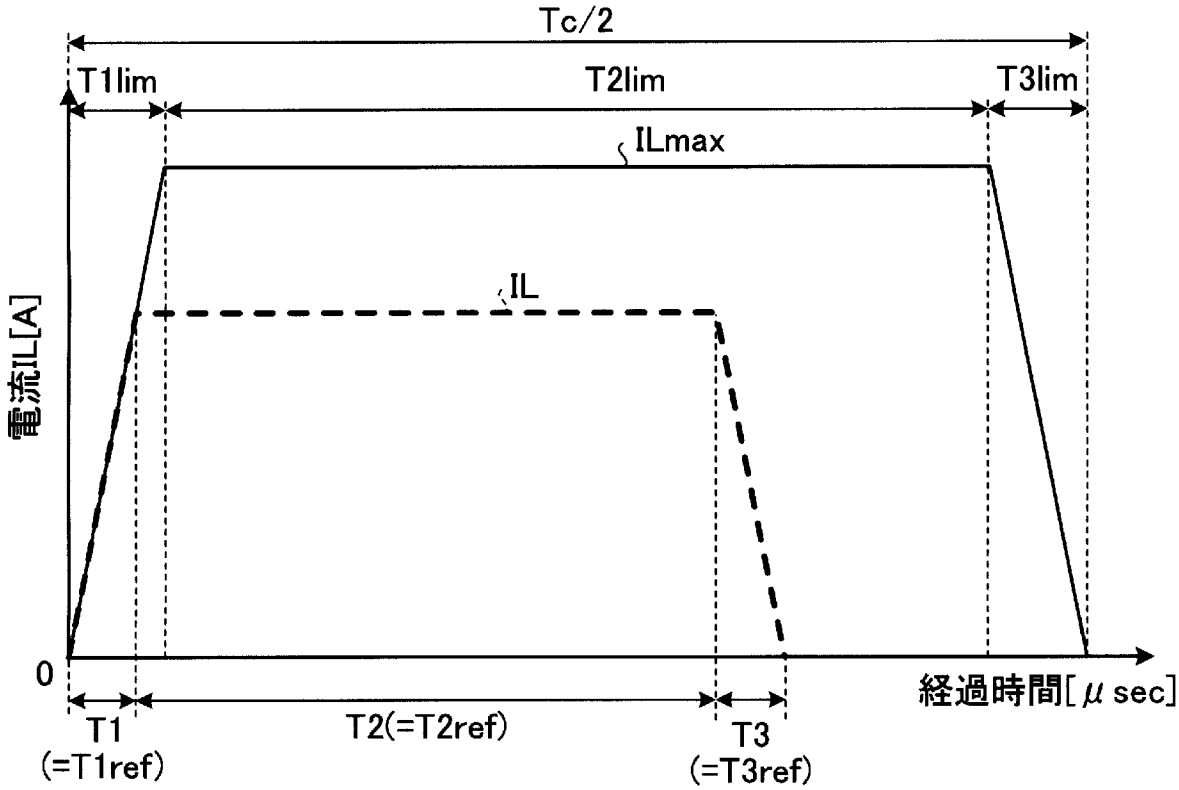
[図17]


電力[kW]
Pmax
Po
11
0
0
100
200
300
400
500
600
700
VB[V]

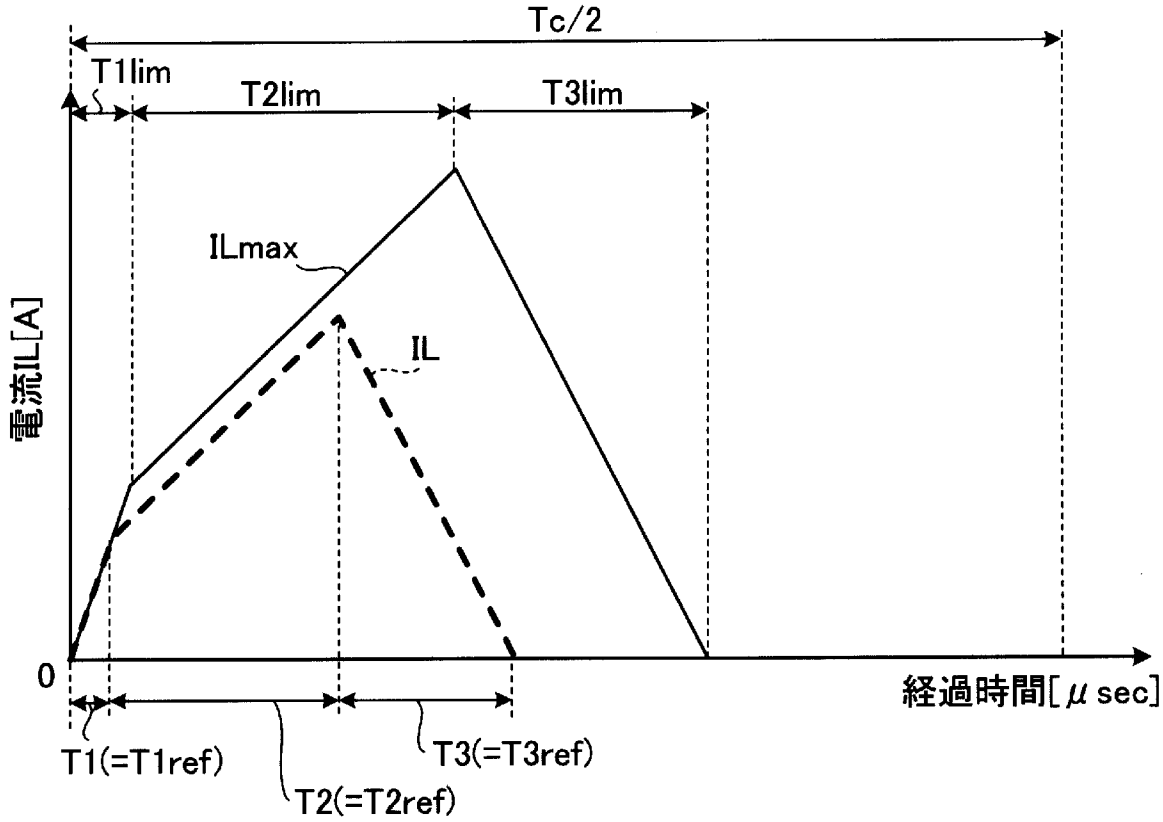
[図18]


Tc/2
T1lim
T2lim
T3lim
ILmax
IL
電流IL[A]
0
経過時間[μsec]
T1(=T1Dref)
T2(=T2ref)
T3(=T3ref)

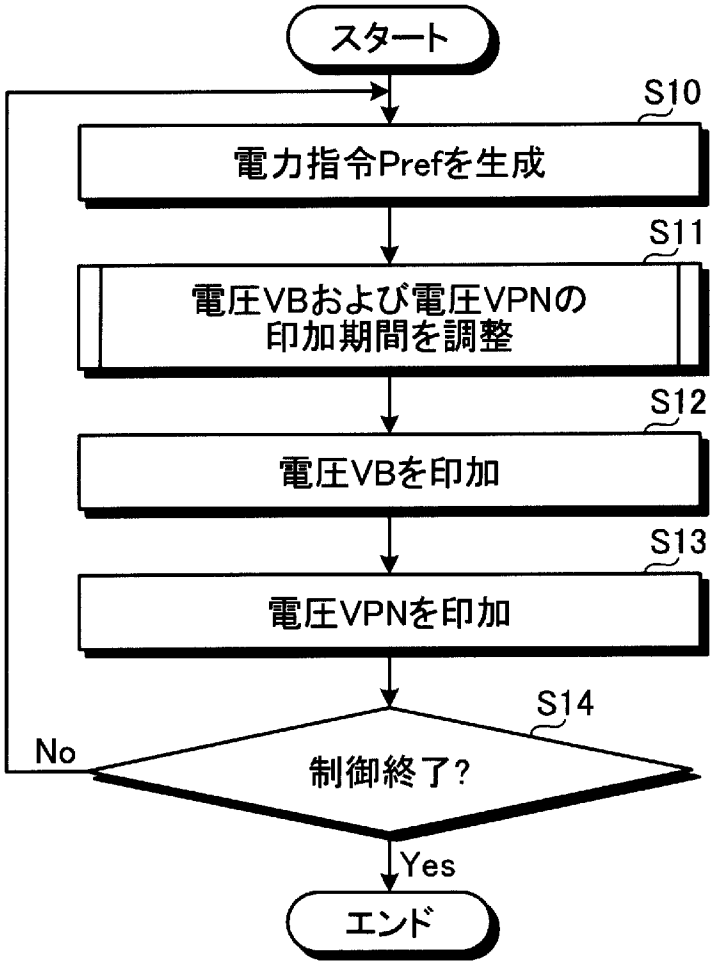
[図19]


Tc/2
T1lim
T2lim
T3lim
ILmax
IL
電流IL[A]
0
経過時間[μsec]
T1
(=T1ref)
T2(=T2ref)
T3
(=T3ref)

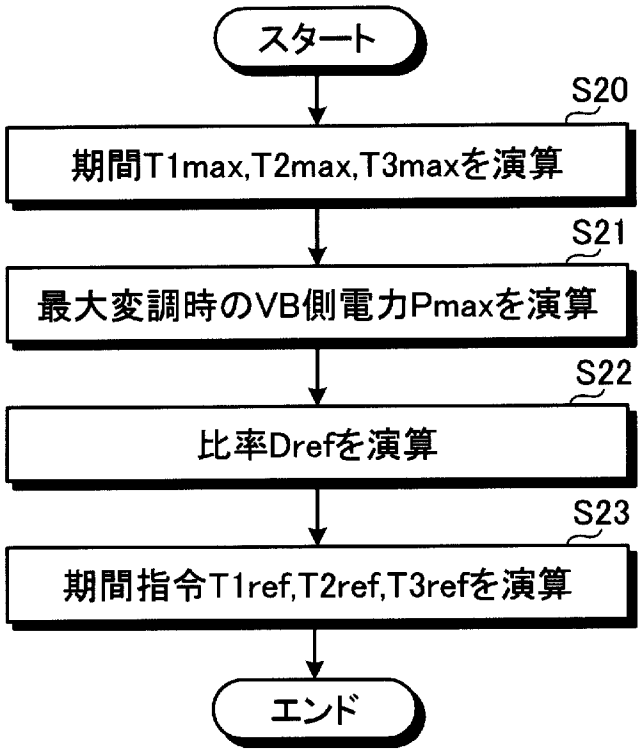
[図20]


Tc/2
T1lim
T2lim
T3lim
ILmax
IL
電流IL[A]
0
経過時間[μsec]
T1(=T1ref)
T2(=T2ref)
T3(=T3ref)

[図21]


スタート
S10
電力指令Prefを生成
S11
電圧VBおよび電圧VPNの
印加期間を調整
S12
電圧VBを印加
S13
電圧VPNを印加
S14
制御終了?
No
Yes
エンド

[図22]


スタート
S20
期間T1max,T2max,T3maxを演算
S21
最大変調時のVB側電力Pmaxを演算
S22
比率Drefを演算
S23
期間指令T1ref,T2ref,T3refを演算
エンド

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2015/053277

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)
H02M3/00-3/44

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	1996-2015
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2015	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2015

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 2014-239579 A (Mitsubishi Electric Corp.), 18 December 2014 (18.12.2014), entire text; fig. 1 to 27 (Family: none)	1-13
A	JP 2011-130521 A (Yokogawa Electric Corp.), 30 June 2011 (30.06.2011), entire text; fig. 1 to 22 (Family: none)	1-13
A	JP 2013-27201 A (IHI Corp.), 04 February 2013 (04.02.2013), entire text; fig. 1 to 5 (Family: none)	1-13

☒ 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	Date of mailing of the international search report
09 April 2015 (09.04.15)	21 April 2015 (21.04.15)

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

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2015/053277

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2009-44889 A (Toyota Motor Corp.), 26 February 2009 (26.02.2009), entire text; fig. 1 to 7 (Family: none)	1-13
A	WO 2015/004825 A1 (Mitsubishi Electric Corp.), 15 January 2015 (15.01.2015), entire text; fig. 1 to 35 (Family: none)	1-13
A	WO 2013/173075 A1 (GENERAL ELECTRIC CO.), 21 November 2013 (21.11.2013), entire text; fig. 1 to 8 & US 2013/0308344 A1 & AU 2013263196 A1 & DE 112013002555 T5	1-13
A	US 2011/0249472 A1 (PEREGRINE POWER LLC), 13 October 2011 (13.10.2011), entire text; fig. 1 to 12 (Family: none)	1-13

国際調査報告

国際出願番号　ＰＣＴ／ＪＰ２０１５／０５３２７７

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.　H02M3/00-3/44

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	１９７１－２０１５年
日本国実用新案登録公報	１９９６－２０１５年
日本国登録実用新案公報	１９９４－２０１５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 2014-239579 A (三菱電機株式会社) 2014.12.18, 全文, 図 1-27 (ファミリーなし)	1-13
A	JP 2011-130521 A (横河電機株式会社) 2011.06.30, 全文, 図 1-22 (ファミリーなし)	1-13
A	JP 2013-27201 A (株式会社 IHI) 2013.02.04, 全文, 図 1-5 (ファミリーなし)	1-13

☑　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	国際調査報告の発送日
０９．０４．２０１５	２１．０４．２０１５

国際調査機関の名称及びあて先
日本国特許庁（ＩＳＡ／ＪＰ）
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）　３Ｖ　３８３２
中里　翔平
電話番号　０３－３５８１－１１０１　内線　３３５７

C（続き）．　関連すると認められる文献

引用文献のカテゴリー＊	引用文献名　及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する請求項の番号
A	JP 2009-44889 A (トヨタ自動車株式会社) 2009.02.26, 全文, 図 1-7 (ファミリーなし)	1-13
A	WO 2015/004825 A1 (三菱電機株式会社) 2015.01.15, 全文, 図 1-35 (ファミリーなし)	1-13
A	WO 2013/173075 A1 (GENERAL ELECTRIC COMPANY) 2013.11.21, 全文, 図 1-8 & US 2013/0308344 A1 & AU 2013263196 A1 & DE 112013002555 T5	1-13
A	US 2011/0249472 A1 (PEREGRINE POWER LLC) 2011.10.13, 全文, 図 1-12 (ファミリーなし)	1-13