

(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5月10日(10.05.2024)



(10) 国際公開番号

WO 2024/095705 A1

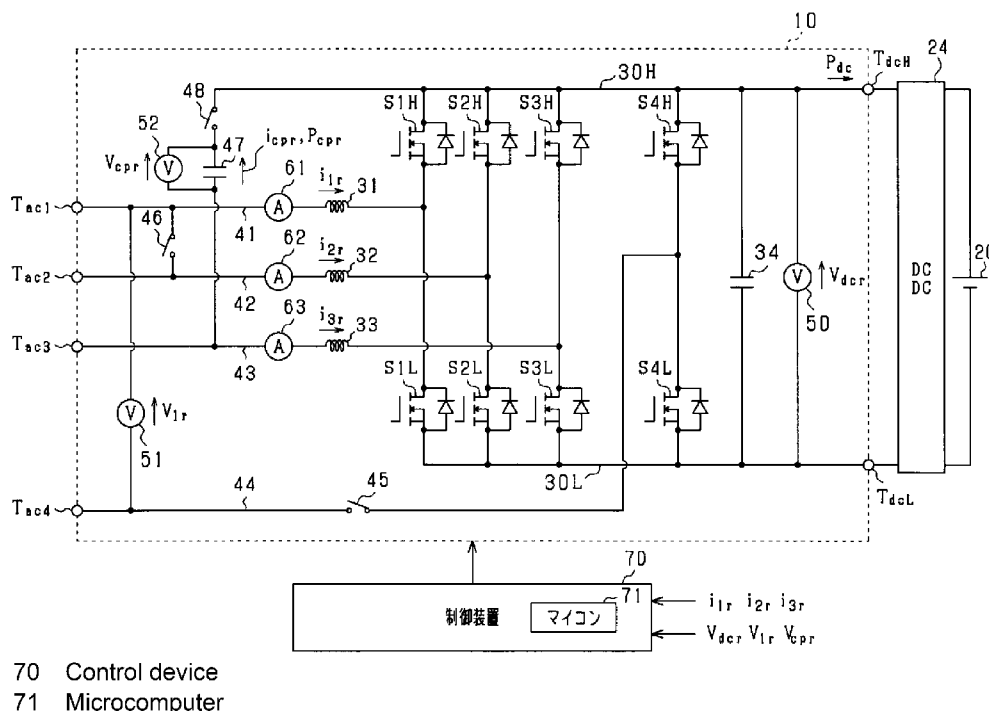
(51) 国際特許分類:
H02M 7/12 (2006.01) H02M 1/14 (2006.01)
(21) 国際出願番号: PCT/JP2023/036600
(22) 国際出願日: 2023年10月6日(06.10.2023)
(25) 国際出願の言語: 日本語
(26) 国際公開の言語: 日本語
(30) 優先権データ:
特願 2022-175107 2022年10月31日(31.10.2022) JP
(71) 出願人: 株式会社デンソー (DENSO CORPORATION) [JP/JP]; 〒4488661 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 Aichi (JP).

(72) 発明者: 小林 尚斗 (KOBAYASHI, Naoto); 〒4700111 愛知県日進市米野木町南山500番地20 株式会社SOKEN内 Aichi (JP). 越智 健次 (OCHI, Kenji); 〒4488661 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内 Aichi (JP). 金 寛烈 (KIM, Kwan Ryul); 〒4488661 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内 Aichi (JP).
(74) 代理人: 山田 強 (YAMADA, Tsuyoshi); 〒4500002 愛知県名古屋市中村区名駅三丁目13番24号 第一はせ川ビル6階 あいぎ特許事務所 Aichi (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,

(54) Title: POWER CONVERTER AND PROGRAM

(54) 発明の名称: 電力変換装置、プログラム



(57) Abstract: In the present invention, a power converter (10) comprises first to third upper and lower arm switches (S1H, S1L, S2H, S2L, S3H, S3L), upper and lower arm rectifying units (S4H, D4H, S4L, D4L), a body composed of a compensation power storage unit (47) and compensation switch (48) that are connected in series, first and second single-phase charging switches (45, 46), and a control unit (70). When it has been determined that a single-phase AC power supply (22) is connected to first and fourth AC terminals (T_ac1, T_ac4), and the compensation switch and first and

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, 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))

second single-phase charging switches are in the ON state, the control unit performs switching control of the first and second upper and lower arm switches in order to convert AC power inputted from the first and fourth AC terminals to DC power and to output the resulting DC power from high and low potential side DC terminals (TdcH, TdcL), and performs switching control of the third upper and lower arm switches in order to reduce DC power pulsation through charging and discharging of the compensation power storage unit.

(57) 要約: 電力変換装置 (10) は、第1～第3上, 下アームスイッチ (S1H, S1L, S2H, S2L, S3H, S3L) と、上, 下アーム整流部 (S4H, D4H, S4L, D4L) と、補償用蓄電部 (47) 及び補償用スイッチ (48) の直列接続体と、第1, 第2単相充電スイッチ (45, 46) と、制御部 (70) と、を備える。制御部は、第1, 第4交流端子 (Tac1, (Tac4)) に単相交流電源 (22) が接続されていると判定した場合、補償用スイッチ及び第1, 第2単相充電スイッチをオンした状態において、第1, 第4交流端子から入力された交流電力を直流電力に変換して高, 低電位側直流端子 (TdcH, TdcL) から出力すべく、第1, 第2上, 下アームスイッチのスイッチング制御を行うとともに、補償用蓄電部の充放電によって直流電力の脈動を低減すべく、第3上, 下アームスイッチのスイッチング制御を行う。

明 細 書

発明の名称：電力変換装置、プログラム

関連出願の相互参照

[0001] 本出願は、2022年10月31日に提出された日本出願番号2022-175107号に基づくもので、ここにその記載内容を援用する。

技術分野

[0002] 本開示は、電力変換装置及びプログラムに関する。

背景技術

[0003] 従来、特許文献1に記載されているように、3相交流電源及び単相交流電源の双方に対応した電力変換装置が知られている。この電力変換装置は、3相分の上、下アームスイッチの直列接続体と、上、下アームダイオードの直列接続体と、高電位側経路と、低電位側経路と、直流側コンデンサとを備えている。高電位側経路は、各上アームスイッチの高電位側端子と、上アームダイオードのカソードと、コンデンサの高電位側端子と、高電位側直流端子とを電氣的に接続する。低電位側経路は、各下アームスイッチの低電位側端子と、下アームダイオードのアノードと、コンデンサの低電位側端子と、低電位側直流端子とを電氣的に接続する。

[0004] 電力変換装置は、第1～第3インダクタを更に備えている。第1インダクタは、第1上、下アームスイッチの接続点と、第1交流端子とを電氣的に接続し、第2インダクタは、第2上、下アームスイッチの接続点と、第2交流端子とを電氣的に接続し、第3インダクタは、第3上、下アームスイッチの接続点と、第3交流端子とを電氣的に接続する。

[0005] 電力変換装置は、上、下アームダイオードの接続点と第4交流端子とを電氣的に接続する接続経路、接続経路に設けられた第1スイッチ、第1交流端子と第2交流端子とを電氣的に接続する第2スイッチ、及び第2交流端子と第3交流端子とを電氣的に接続する第3スイッチを備えている。

[0006] 電力変換装置は、第1交流端子、第2交流端子及び第3交流端子に3相交

流電源が接続されている場合、第1～第3スイッチをオフした状態において、第1交流端子、第2交流端子及び第3交流端子から入力された交流電力を直流電力に変換して高電位側直流端子及び低電位側直流端子から出力すべく、各上、下アームスイッチのスイッチング制御を行う。

[0007] 一方、電力変換装置は、第1交流端子及び第4交流端子に単相交流電源が接続されている場合、第1～第3スイッチをオンした状態において、第1交流端子及び第4交流端子から入力された交流電力を直流電力に変換して高電位側直流端子及び低電位側直流端子から出力すべく、各上、下アームスイッチのスイッチング制御を行う。第2、第3スイッチがオンされているため、単相交流電源が用いられる電力変換時において、第1～第3インダクタ全てを電力伝達経路として用いることができる。このため、高電位側直流端子及び低電位側直流端子から出力する直流電力を増加させることができる。

先行技術文献

特許文献

[0008] 特許文献1：特表2022-503713号公報

発明の概要

[0009] 単相交流電源が用いられる電力変換時においては、3相交流電源が用いられる電力変換時よりも、高電位側直流端子及び低電位側直流端子から出力する直流電力の脈動が大きくなる。その結果、脈動を平滑化するコンデンサの静電容量が大きくなり、ひいてはコンデンサの体格が大きくなってしまう。

[0010] 本開示は、単相交流電源が用いられる電力変換時において、出力される直流電力を増加させつつ、直流電力の脈動を低減できる電力変換装置及びプログラムを提供することを主たる目的とする。

[0011] 本開示は、第1交流端子、第2交流端子、第3交流端子及び第4交流端子と、

高電位側直流端子及び低電位側直流端子と、

を備え、

前記第1交流端子、前記第2交流端子及び前記第3交流端子に3相交流電

源が接続可能に構成され、前記第 1 交流端子及び前記第 4 交流端子に単相交流電源が接続可能に構成された電力変換装置において、

第 1 上アームスイッチ及び第 1 下アームスイッチの直列接続体と、
第 2 上アームスイッチ及び第 2 下アームスイッチの直列接続体と、
第 3 上アームスイッチ及び第 3 下アームスイッチの直列接続体と、
上アーム整流部及び下アーム整流部の直列接続体と、

前記第 1, 第 2, 第 3 上アームスイッチの高電位側端子と、前記上アーム整流部の高電位側端子と、前記高電位側直流端子とを電氣的に接続する高電位側経路と、

前記第 1, 第 2, 第 3 下アームスイッチの低電位側端子と、前記下アーム整流部の低電位側端子と、前記低電位側直流端子とを電氣的に接続する低電位側経路と、

前記第 1 上アームスイッチ及び前記第 1 下アームスイッチの接続点と、前記第 1 交流端子とを電氣的に接続する第 1 インダクタと、

前記第 2 上アームスイッチ及び前記第 2 下アームスイッチの接続点と、前記第 2 交流端子とを電氣的に接続する第 2 インダクタと、

前記第 3 上アームスイッチ及び前記第 3 下アームスイッチの接続点と、前記第 3 交流端子とを電氣的に接続する第 3 インダクタと、

前記上アーム整流部及び前記下アーム整流部の接続点と、前記第 4 交流端子とを電氣的に接続する接続経路と、

前記高電位側経路と前記低電位側経路とを電氣的に接続する直流側蓄電部と、

前記高電位側経路又は前記低電位側経路と、前記第 3 交流端子とを電氣的に接続する補償用蓄電部及び補償用スイッチの直列接続体と、

前記接続経路に設けられた第 1 単相充電スイッチと、

前記第 1 交流端子と前記第 2 交流端子とを電氣的に接続する第 2 単相充電スイッチと、

制御部と、

を備え、

前記制御部は、前記第 1 交流端子及び前記第 4 交流端子に前記単相交流電源が接続されていると判定した場合、前記補償用スイッチ、前記第 1 単相充電スイッチ及び前記第 2 単相充電スイッチをオンした状態において、前記第 1 交流端子及び前記第 4 交流端子から入力された交流電力を直流電力に変換して前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子から出力すべく、前記第 1 上アームスイッチ、前記第 1 下アームスイッチ、前記第 2 上アームスイッチ及び前記第 2 下アームスイッチのスイッチング制御を行うとともに、前記補償用蓄電部の充放電によって前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子から出力される直流電力の脈動を低減すべく、前記第 3 上アームスイッチ及び前記第 3 下アームスイッチのスイッチング制御を行う。

[0012] 本開示では、単相交流電源が用いられる電力変換時において、第 2 単相充電スイッチがオンされるため、第 1、第 2 インダクタを電力伝達経路として用いることができる。このため、高電位側直流端子及び低電位側直流端子から出力される直流電力を増加させることができる。

[0013] また、本開示では、単相交流電源が用いられる電力変換時において、補償用スイッチがオンされ、高電位側経路又は前記低電位側経路と、第 3 交流端子とが補償用蓄電部を介して電氣的に接続される。この場合、補償用蓄電部は、直流電力の脈動を吸収するような電荷の充放電を行うことができる。制御部は、補償用スイッチをオンした状態において、補償用蓄電部の充放電によって高電位側直流端子及び低電位側直流端子から出力される直流電力の脈動を低減すべく、第 3 上アームスイッチ及び第 3 下アームスイッチのスイッチング制御を行う。これにより、単相交流電源が用いられる電力変換時において、出力される直流電力を増加させつつ、直流電力の脈動を低減することができる。

図面の簡単な説明

[0014] 本開示についての上記目的およびその他の目的、特徴や利点は、添付の図面を参照しながら下記の詳細な記述により、より明確になる。その図面は、

[図1]図 1 は、第 1 実施形態に係る車載充電器の全体構成図であり、
[図2]図 2 は、3 相交流電源が接続された車載充電器を示す図であり、
[図3]図 3 は、単相交流電源が接続された車載充電器を示す図であり、
[図4]図 4 は、蓄電池の充電制御の手順を示すフローチャートであり、
[図5]図 5 は、3 相充電制御処理のブロック図であり、
[図6]図 6 は、3 相充電制御時における電流、電圧等の推移を示すタイムチャートであり、
[図7]図 7 は、単相充電制御処理のブロック図であり、
[図8]図 8 は、単相充電制御時における電流、電圧等の推移を示すタイムチャートであり、
[図9]図 9 は、第 2 実施形態に係る脈動低減処理に関するタイムチャートであり、
[図10]図 10 は、第 3 実施形態に係るインターリーブ駆動を示すタイムチャートであり、
[図11]図 11 は、比較例に係るスイッチング態様等を示すタイムチャートであり、
[図12]図 12 は、電流リップルの低減効果を示す F F T 解析結果であり、
[図13]図 13 は、その他の実施形態に係る車載充電器の全体構成図であり、
[図14]図 14 は、その他の実施形態に係る車載充電器の全体構成図である。

発明を実施するための形態

[0015] 図面を参照しながら、複数の実施形態を説明する。複数の実施形態において、機能的に及び／又は構造的に対応する部分及び／又は関連付けられる部分には同一の参照符号、又は百以上の位が異なる参照符号が付される場合がある。対応する部分及び／又は関連付けられる部分については、他の実施形態の説明を参照することができる。

[0016] <第 1 実施形態>

以下、本開示に係る電力変換装置を具体化した第 1 実施形態について、図面を参照しつつ説明する。本実施形態に係る電力変換装置は、電気自動車な

どの車両に備えられ、具体的には車載充電器を構成するAC-DCDCコンバータである。車載充電器は、オンボードチャージャとも呼ばれる。

[0017] 電力変換装置は、交流端子及び直流端子を備えている。電力変換装置は、車両外部の交流電源に接続された交流端子を介して入力された交流電力を直流電力に変換して直流端子から出力する機能を備えている。直流端子から出力された直流電力は、車両に備えられた蓄電池に供給される。また、電力変換装置は、直流端子から入力された直流電力を交流電力に変換して交流端子から出力する機能を備えている。交流端子から出力された交流電力は、外部の交流電源を介して外部の電力系統に供給される。電力変換装置は、3相交流電源又は単相交流電源に接続可能である。

[0018] 図1に示すように、電力変換装置10は、交流端子として第1交流端子T_{ac1}、第2交流端子T_{ac2}、第3交流端子T_{ac3}及び第4交流端子T_{ac4}を備えている。第1～第4交流端子T_{ac1}～T_{ac4}のうち第1～第3交流端子T_{ac1}～T_{ac3}は、図2に示すように、外部の3相交流電源21に接続可能である。第1～第4交流端子T_{ac1}～T_{ac4}のうち第1、第4交流端子T_{ac1}、T_{ac4}は、図3に示すように、外部の単相交流電源22に接続可能である。

[0019] 電力変換装置10は、直流端子として高電位側直流端子T_{dcH}及び低電位側直流端子T_{dcL}を備えている。高電位側直流端子T_{dcH}及び低電位側直流端子T_{dcL}は、車載充電器を構成するDCDCコンバータ24の入力部に接続されている。DCDCコンバータ24の出力部は、車両に搭載された充放電可能な蓄電池20に接続されている。DCDCコンバータ24は、高電位側直流端子T_{dcH}及び低電位側直流端子T_{dcL}から入力された直流電圧を変圧し、変圧した直流電圧を蓄電池20に供給する。また、DCDCコンバータ24は、蓄電池20から入力された直流電圧を変圧して高電位側直流端子T_{dcH}及び低電位側直流端子T_{dcL}に供給する。DCDCコンバータ24は、例えば、入力部と出力部とが電氣的に絶縁された絶縁型DCDCコンバータであり、入力部と出力部とを接続するトランスを備えて

いる。

[0020] 電力変換装置10は、4相分の上、下アームスイッチとして、第1上アームスイッチS1H及び第1下アームスイッチS1Lの直列接続体と、第2上アームスイッチS2H及び第2下アームスイッチS2Lの直列接続体と、第3上アームスイッチS3H及び第3下アームスイッチS3Lの直列接続体と、第4上アームスイッチS4H及び第4下アームスイッチS4Lの直列接続体とを備えている。本実施形態において、各上、下アームスイッチS1H～S4Lは、ボディダイオードを有するNチャネルMOSFETである。このため、各上、下アームスイッチS1H～S4Lにおいて、高電位側端子はドレインであり、低電位側端子はソースである。第1～第3相のうち、例えば、第1相がU相であり、第2相がV相であり、第3相がW相である。なお、第4上アームスイッチS4Hが「上アーム整流部」に相当し、第4下アームスイッチS4Lが「下アーム整流部」に相当する。

[0021] 電力変換装置10は、第1、第2、第3、第4上アームスイッチS1H、S2H、S3H、S4Hの高電位側端子と高電位側直流端子TdcHとを接続する電気経路である高電位側経路30Hと、第1、第2、第3、第4下アームスイッチS1L、S2L、S3L、S4Lの低電位側端子と低電位側直流端子TdcLとを接続する電気経路である低電位側経路30Lとを備えている。高電位側経路30H及び低電位側経路30Lは、例えばバスバー等の導電部材である。

[0022] 電力変換装置10は、高電位側経路30Hと低電位側経路30Lとを接続する直流側コンデンサ34を備えている。直流側コンデンサ34は、平滑コンデンサとして機能し、例えば電解コンデンサである。

[0023] 電力変換装置10は、第1経路41、第2経路42及び第3経路43を備えている。第1経路41は、第1上アームスイッチS1Hの低電位側端子及び第1下アームスイッチS1Lの高電位側端子と、第1交流端子Tac1とを接続する電気経路である。第2経路42は、第2上アームスイッチS2Hの低電位側端子及び第2下アームスイッチS2Lの高電位側端子と、第2交

流端子 T a c 2 とを接続する電気経路である。第 3 経路 4 3 は、第 3 上アームスイッチ S 3 H の低電位側端子及び第 3 下アームスイッチ S 3 L の高電位側端子と、第 3 交流端子 T a c 3 とを接続する電気経路である。

[0024] 電力変換装置 1 0 は、第 1 経路 4 1 に設けられた第 1 インダクタ 3 1、第 2 経路 4 2 に設けられた第 2 インダクタ 3 2、及び第 3 経路 4 3 に設けられた第 3 インダクタ 3 3 を備えている。本実施形態において、各インダクタ 3 1 ~ 3 3 は、同一仕様である。このため、各インダクタ 3 1 ~ 3 3 のインダクタンス値が同じである。また、各インダクタ 3 1 ~ 3 3 の定格電流（具体的には、温度上昇定格電流）が同じである。

[0025] 電力変換装置 1 0 は、第 4 上アームスイッチ S 4 H の低電位側端子及び第 4 下アームスイッチ S 4 L の高電位側端子と、第 4 交流端子 T a c 4 とを接続する電気経路である接続経路 4 4 を備えている。電力変換装置 1 0 は、接続経路 4 4 に設けられた第 1 単相充電スイッチ 4 5 を備えている。第 1 単相充電スイッチ 4 5 は、オンされている場合に双方向の電流の流通を許可し、オフされている場合に双方向の電流の流通を阻止する。

[0026] 電力変換装置 1 0 は、第 2 単相充電スイッチ 4 6 を備えている。第 2 単相充電スイッチ 4 6 は、第 1 経路 4 1 のうち第 1 インダクタ 3 1 よりも第 1 交流端子 T a c 1 側の部分と、第 2 経路 4 2 のうち第 2 インダクタ 3 2 よりも第 2 交流端子 T a c 2 側の部分とを接続する。第 2 単相充電スイッチ 4 6 は、オンされている場合に双方向の電流の流通を許可し、オフされている場合に双方向の電流の流通を阻止する。なお、第 2 単相充電スイッチ 4 6 は、例えば、第 1 交流端子 T a c 1 と第 2 交流端子 T a c 2 とを接続していてもよい。

[0027] 電力変換装置 1 0 は、各直流端子 T d c H、T d c L から出力される直流電力の脈動を低減するための構成として、補償用コンデンサ 4 7 及び補償用スイッチ 4 8 の直列接続体を備えている。補償用コンデンサ 4 7 及び補償用スイッチ 4 8 の直列接続体は、高電位側経路 3 0 H と、第 3 経路 4 3 のうち第 3 インダクタ 3 3 よりも第 3 交流端子 T a c 3 側の部分とを接続する。補

償用コンデンサ47は、例えばフィルムコンデンサである。補償用スイッチ48は、オンされている場合に双方向の電流の流通を許可し、オフされている場合に双方向の電流の流通を阻止する。なお、補償用コンデンサ47及び補償用スイッチ48の直列接続体は、高電位側経路30Hと第3交流端子T a c 3とを接続してもよい。また、補償用コンデンサ47が補償用スイッチ48よりも高電位側経路30H側に設けられていてもよい。

[0028] 電力変換装置10は、直流側電圧センサ50、交流側電圧センサ51及び補償用電圧センサ52を備えている。直流側電圧センサ50は、直流側コンデンサ34の端子電圧を検出し、交流側電圧センサ51は、第1交流端子T a c 1と第4交流端子T a c 4との電圧差を検出し、補償用電圧センサ52は、補償用コンデンサ47の端子電圧を検出する。

[0029] 電力変換装置10は、第1～第3電流センサ61～63を備えている。第1電流センサ61は、第1インダクタ31に流れる電流を検出し、第2電流センサ62は、第2インダクタ32に流れる電流を検出し、第3電流センサ63は、第3インダクタ33に流れる電流を検出する。各センサ50～52, 61～63の検出値は、電力変換装置10が備える制御部としての制御装置70に入力される。

[0030] 制御装置70は、マイコン71を主体として構成され、マイコン71は、CPUを備えている。マイコン71が提供する機能は、実体的なメモリ装置に記録されたソフトウェア及びそれを実行するコンピュータ、ソフトウェアのみ、ハードウェアのみ、あるいはそれらの組合せによって提供することができる。例えば、マイコン71がハードウェアである電子回路によって提供される場合、それは多数の論理回路を含むデジタル回路、又はアナログ回路によって提供することができる。例えば、マイコン71は、自身が備える記憶部としての非遷移的実体的記録媒体 (non-transitory tangible storage medium) に格納されたプログラムを実行する。プログラムには、例えば、後述する図4, 5, 7等を示す処理のプログラムが含まれる。プログラムが実行されることにより、プログラムに対応する方法が実行される。記憶部は、例

えば不揮発性メモリである。なお、記憶部に記憶されたプログラムは、例えばOTA (Over The Air) 等、インターネット等の通信ネットワークを介して更新可能である。

[0031] 制御装置70は、3相充電制御又は単相充電制御を行う。以下、図4のフローチャートを用いて、充電制御について説明する。

[0032] ステップS10では、3相充電制御の指示がなされているか否かを判定する。本実施形態では、図2に示すように、第1～第3交流端子T a c 1～T a c 3に3相交流電源21が接続されていると判定した場合、3相充電制御の指示がなされていると判定する。3相交流電源21において、3相の出力電圧の振幅及び周波数は同じであり、出力電圧及び出力電流の位相は各相で120°ずつずれている。なお、図2では、3相交流電源21の中性点が第4交流端子T a c 4に接続されているが、中性点が第4交流端子T a c 4に接続されていなくてもよい。

[0033] ステップS10において肯定判定した場合には、ステップS11、S12において3相充電制御を行う。詳しくは、ステップS11では、第1単相充電スイッチ45、第2単相充電スイッチ46及び補償用スイッチ48をオフにする。また、第4上アームスイッチS4H及び第4下アームスイッチS4Lをオフにする。

[0034] ステップS12では、第1交流端子T a c 1、第2交流端子T a c 2及び第3交流端子T a c 3から入力された交流電力を直流電力に変換して高電位側直流端子T d c H及び低電位側直流端子T d c Lから出力すべく、第1、第2、第3上アームスイッチS1H、S2H、S3H及び第1、第2、第3下アームスイッチS1L、S2L、S3Lのスイッチング制御を行う。各相において、上アームスイッチと下アームスイッチとはデッドタイムを挟みつつ交互にオンされる。各相において、上、下アームスイッチの1スイッチング周期は同じである。

[0035] ステップS10において否定判定した場合には、ステップS13に進み、単相充電制御の指示がなされているか否かを判定する。本実施形態では、図

3に示すように、第1交流端子T a c 1及び第4交流端子T a c 4に単相交流電源22が接続されていると判定した場合、単相充電制御の指示がなされていると判定する。本実施形態において、単相交流電源22の出力電圧の振幅は3相交流電源21の出力電圧の振幅と同じである。また、単相交流電源22の出力電圧の周波数は3相交流電源21の出力電圧の周波数と同じである。

[0036] ステップS 13において肯定判定した場合には、ステップS 14, S 15において単相充電制御を行う。詳しくは、ステップS 14では、第1単相充電スイッチ45、第2単相充電スイッチ46及び補償用スイッチ48をオンにする。

[0037] ステップS 15では、第1交流端子T a c 1及び第4交流端子T a c 4から入力された交流電力を直流電力に変換して高電位側直流端子T d c H及び低電位側直流端子T d c Lから出力すべく、第1上アームスイッチS 1 H、第1下アームスイッチS 1 L、第2上アームスイッチS 2 H及び第2下アームスイッチS 2 Lのスイッチング制御を行う。各相において、上アームスイッチと下アームスイッチとは、デッドタイムを挟みつつ、同期して交互にオンされる。各相において、上、下アームスイッチの1スイッチング周期は同じであり、3相充電制御時の1スイッチング周期と同じである。

[0038] また、高電位側直流端子T d c H及び低電位側直流端子T d c Lから出力される直流電力の脈動を低減すべく、第3上アームスイッチS 3 H及び第3下アームスイッチS 3 Lのスイッチング制御を行う。第3上アームスイッチS 3 Hと第3下アームスイッチS 3 Lとは、デッドタイムを挟みつつ交互にオンされる。第3上、下アームスイッチS 3 H, S 3 Lの1スイッチング周期は同じであり、第1, 第2上、下アームスイッチS 1 H, S 1 L, S 2 H, S 2 Lの1スイッチング周期と同じである。

[0039] また、ステップS 15では、第4交流端子T a c 4から単相交流電源22を介して第1交流端子T a c 1へと向かう方向に電流が流れている第1期間において、第4下アームスイッチS 4 Lをオンするとともに第4上アームス

スイッチS4Hをオフする。一方、第1交流端子T a c 1から単相交流電源22を介して第4交流端子T a c 4へと向かう方向に電流が流れている第2期間において、第4上アームスイッチS4Hをオンするとともに第4下アームスイッチS4Lをオフする。現在のタイミングが第1期間及び第2期間のいずれに含まれているかは、例えば、第1電流センサ61の検出値に基づいて判定されればよい。

[0040] 第4上、下アームスイッチS4H、S4Lの1スイッチング周期T s w 4は、単相交流電源22の出力電圧1周期と同じ周期であり、第1、第2、第3上、下アームスイッチS1H、S1L、S2H、S2L、S3H、S3Lの1スイッチング周期T s w 1、T s w 2、T s w 3よりも長い。これは、第1～第3相については、インダクタ31～33に流れる電流のリプルを低減するための高周波数（例えば、数十kHz～数百kHz）のスイッチングが必要な一方、第4相については、単相交流電源22の出力電圧の基本周波数（例えば、50Hz又は60Hz）と同等の周波数のスイッチングで足りるためである。このため、本実施形態において、第4上、下アームスイッチS4H、S4Lは、第1～第3上、下アームスイッチS1H、S1L、S2H、S2L、S3H、S3Lよりもターンオン時間及びターンオフ時間が長い半導体スイッチング素子である。これにより、第4上、下アームスイッチS4H、S4Lとして高性能なスイッチを用いる必要がなく、電力変換装置10のコストを削減できる。

[0041] なお、単相充電制御時において、第1上、下アームスイッチS1H、S1L及び第2上、下アームスイッチS2H、S2Lのスイッチング制御により各直流端子T d c H、T d c Lから入力された直流電力を交流電力に変換して交流端子T a c 1、T a c 4から出力する場合、ステップS15において、第4交流端子T a c 4から単相交流電源22を介して第1交流端子T a c 1へと向かう方向に電流が流れている第1期間において、第4上アームスイッチS4Hをオンするとともに第4下アームスイッチS4Lをオフする。一方、第1交流端子T a c 1から単相交流電源22を介して第4交流端子T a

c 4 へと向かう方向に電流が流れている第 2 期間において、第 4 下アームスイッチ S 4 L をオンするとともに第 4 上アームスイッチ S 4 H をオフする。

[0042] 続いて、図 5 を用いて、3 相充電制御について説明する。図 5 は、制御装置 7 0 により実行される 3 相充電制御のブロック図である。電圧制御部 8 0 は、直流側電圧センサ 5 0 により検出された直流側コンデンサ 3 4 の端子電圧（以下、直流電圧検出値 $V_{dc r}$ ）を目標直流電圧 $V_{dc r e f}$ に制御するための d 軸目標電流 $I_{d r e f}$ を算出する。詳しくは、電圧制御部 8 0 は、電圧偏差算出部 8 1 と、電圧フィードバック制御部 8 2 とを備えている。電圧偏差算出部 8 1 は、目標直流電圧 $V_{dc r e f}$ から直流電圧検出値 $V_{dc r}$ を差し引くことにより、電圧偏差 ΔV を算出する。目標直流電圧 $V_{dc r e f}$ は、例えば、各上、下アームスイッチ S 1 H ~ S 4 L 及び D C D C コンバータ 2 4 の定格電圧に基づいて設定されればよい。

[0043] 電圧フィードバック制御部 8 2 は、電圧偏差 ΔV を 0 にフィードバック制御するための操作量として d 軸目標電流 $I_{d r e f}$ を算出する。電圧フィードバック制御部 8 2 におけるフィードバック制御は、例えば比例積分制御である。

[0044] 電気角算出部 8 3 は、交流側電圧センサ 5 1 により検出された電圧（以下、交流電圧検出値 $V_{1 r}$ ）に基づいて、電気角 θ_e を算出する。本実施形態では、交流電圧検出値 $V_{1 r}$ のゼロクロスタイミング（具体的には例えば、ゼロアップクロスタイミング）の電気角 θ_e を 0° とし、次のゼロアップクロスタイミングにおける電気角 θ_e を 360° とする。これにより、交流電圧検出値 $V_{1 r}$ の 1 周期が電気角 1 周期（ $0^\circ \sim 360^\circ$ ）に対応する。本実施形態において、交流電圧検出値 $V_{1 r}$ は、第 4 交流端子 T a c 4 の電圧よりも第 1 交流端子 T a c 1 の電圧が高い場合を正とする。

[0045] 2 相変換部 8 4 は、第 1、第 2、第 3 電流センサ 6 1、6 2、6 3 により検出された電流（以下、第 1、第 2、第 3 電流検出値 $i_{1 r}$ 、 $i_{2 r}$ 、 $i_{3 r}$ ）と、電気角 θ_e とに基づいて、3 相固定座標系における第 1、第 2、第 3 電流検出値 $i_{1 r}$ 、 $i_{2 r}$ 、 $i_{3 r}$ を、2 相回転座標系（d q 軸座標系）

における d 、 q 軸電流 i_{dr} 、 i_{qr} に変換する。本実施形態において、第1、第2、第3電流検出値 i_{1r} 、 i_{2r} 、 i_{3r} は、第1、第2、第3交流端子 T_{ac1} 、 T_{ac2} 、 T_{ac3} 側から第1、第2、第3インダクタ L_{11} 、 L_{22} 、 L_{33} 側に向かって流れる場合を正とする。

[0046] 電流制御部85は、 d 軸偏差算出部86、 d 軸フィードバック制御部87、 q 軸偏差算出部88及び q 軸フィードバック制御部89を備えている。

[0047] d 軸偏差算出部86は、 d 軸目標電流 i_{dref} から d 軸電流 i_{dr} を差し引くことにより、 d 軸電流偏差 Δi_d を算出する。 d 軸フィードバック制御部87は、 d 軸電流偏差 Δi_d を0にフィードバック制御するための操作量として d 軸目標電圧 V_{dref} を算出する。 d 軸フィードバック制御部87におけるフィードバック制御は、例えば比例積分制御である。

[0048] q 軸偏差算出部88は、 q 軸目標電流 i_{qref} から q 軸電流 i_{qr} を差し引くことにより、 q 軸電流偏差 Δi_q を算出する。 q 軸目標電流 i_{qref} は、無効電流の目標値であり、本実施形態では力率を1にするために0に設定されている。力率を1にするとは、3相交流電源21の第1、第2、第3出力電圧 V_1 、 V_2 、 V_3 と、第1、第2、第3電流検出値 i_{1r} 、 i_{2r} 、 i_{3r} との位相差を0にすることである。 q 軸フィードバック制御部89は、 q 軸電流偏差 Δi_q を0にフィードバック制御するための操作量として q 軸目標電圧 V_{qref} を算出する。 q 軸フィードバック制御部89におけるフィードバック制御は、例えば比例積分制御である。

[0049] 3相変換部90は、 d 、 q 軸目標電圧 V_{dref} 、 V_{qref} 及び電気角 θ_e に基づいて、2相回転座標系における d 、 q 軸目標電圧 V_{dref} 、 V_{qref} を、3相固定座標系における第1、第2、第3目標電圧 $V_{leg1ref}$ 、 $V_{leg2ref}$ 、 $V_{leg3ref}$ に変換する。第1、第2、第3目標電圧 $V_{leg1ref}$ 、 $V_{leg2ref}$ 、 $V_{leg3ref}$ は、電気角で位相が 120° ずつずれており、正弦波状の信号である。正弦波状の信号は、電気角 180° 毎に0となる信号である。

[0050] PWM生成部91は、第1、第2、第3目標電圧 $V_{leg1ref}$ 、 $V_{leg2ref}$ 、 $V_{leg3ref}$ に基づいて、PWM信号を生成する。

$v_{leg2ref}$, $v_{leg3ref}$ と、キャリア信号との大小比較に基づくパルス幅変調 (PWM) により、第1上, 下アームスイッチ S_{1H} , S_{1L} のゲートに供給する第1上, 下アーム駆動信号と、第2上, 下アームスイッチ S_{2H} , S_{2L} のゲートに供給する第2上, 下アーム駆動信号と、第3上, 下アームスイッチ S_{3H} , S_{3L} のゲートに供給する第3上, 下アーム駆動信号とを生成する。キャリア信号は、例えば三角波信号であり、キャリア信号の1周期は、電気角1周期 ($0^\circ \sim 360^\circ$) よりも十分に短い。電気角1周期において、第1上, 下アームスイッチ S_{1H} , S_{1L} のスイッチングパターン、第2上, 下アームスイッチ S_{2H} , S_{2L} のスイッチングパターン、及び第3上, 下アームスイッチ S_{3H} , S_{3L} のスイッチングパターンは、位相が 120° ずつずれている。

[0051] 図6に、3相充電制御時における3相交流電源21の第1, 第2, 第3出力電圧 V_1 , V_2 , V_3 、第1, 第2, 第3電流検出値 i_{1r} , i_{2r} , i_{3r} 、第1, 第2, 第3直流電力 P_1 , P_2 , P_3 の合計値、及び各直流端子 T_{dcH} , T_{dcL} から出力された直流電力 P_{dc} の推移を示す。第1, 第2, 第3出力電圧 V_1 , V_2 , V_3 は、3相交流電源21の中性点の電圧よりも第1, 第2, 第3交流端子 T_{ac1} , T_{ac2} , T_{ac3} の電圧が高い場合を正とする。第1, 第2, 第3直流電力 P_1 , P_2 , P_3 は、3相交流電源21から第1, 第2, 第3インダクタ L_{31} , L_{32} , L_{33} を介して各直流端子 T_{dcH} , T_{dcL} から出力される個別の直流電力である。

[0052] 図6に示す例では、3相交流電源21の出力電圧 $V_1 \sim V_3$ の周波数が 50Hz であり、目標直流電圧 V_{dcref} が 800V に設定されている。

[0053] 図6に示すように、第1, 第2, 第3出力電圧 V_1 , V_2 , V_3 と、第1, 第2, 第3電流検出値 i_{1r} , i_{2r} , i_{3r} との位相差が0 (つまり、力率が1) になるような3相充電制御が実行されている。

[0054] 本実施形態では、3相充電制御時において、第1直流電力 P_1 、第2直流電力 P_2 及び第3直流電力 P_3 が等しくなるように、第1, 第2, 第3目標電圧 $v_{leg1ref}$, $v_{leg2ref}$, $v_{leg3ref}$ が3相変換部

90において算出される。これにより、図6に示す例では、第1, 第2, 第3インダクタ31, 32, 33に流れる電流の実効値が16A_{rms}になっている。

[0055] ちなみに、制御装置70は、3相充電制御として、図5に示す制御に代えて、平均電流モード制御等に基づく第1～第3相の上, 下アームスイッチS1H～S3Lのスイッチング制御を行ってもよい。

[0056] 続いて、図7を用いて、単相充電制御について説明する。図7は、制御装置70により実行される単相充電制御のブロック図である。

[0057] 制御装置70は、電力伝達のための充電制御部100と、直流電力の脈動を低減するための脈動低減制御部120とを備えている。

[0058] 充電制御部100において、フィルタ部112は、直流電圧検出値 V_{dcr} にローパスフィルタ処理を施す。これにより、直流電圧検出値 V_{dcr} に含まれる、単相交流電源22の出力電圧の高調波成分を除去する。高調波成分は、例えば、出力電圧の2次周波数（例えば、100Hz又は120Hz）の成分である。

[0059] 電圧制御部101は、電圧偏差算出部102と、電圧フィードバック制御部103とを備えている。電圧偏差算出部102は、フィルタ部112において高調波成分が除去された目標直流電圧 $V_{dc\ ref}$ から、直流電圧検出値 V_{dcr} を差し引くことにより、電圧偏差 ΔV を算出する。電圧フィードバック制御部103は、電圧偏差 ΔV を0にフィードバック制御するための操作量として目標電流振幅 $I_{amp\ ref}$ を算出する。電圧フィードバック制御部103におけるフィードバック制御は、例えば比例積分制御である。

[0060] 電気角算出部83は、交流電圧検出値 V_{1r} に基づいて、電気角 θ_e を算出する。正弦波生成部109は、電気角 θ_e に基づいて、正弦波信号「 $\sin \times \theta_e$ 」を生成する。

[0061] 電流制御部105は、目標電流算出部106、電流偏差算出部107及び電流フィードバック制御部108を備えている。

[0062] 目標電流算出部106は、目標電流振幅 $I_{amp\ ref}$ に正弦波信号「s

$i_n \times \theta_e$ 」を乗算することにより、目標電流 I_{acref} を算出する。目標電流 I_{acref} は、交流電圧検出値 V_{1r} と同じ周期で変動する。

[0063] 電流偏差算出部 107 は、目標電流 I_{acref} から、第 1 電流検出値 i_{1r} 及び第 2 電流検出値 i_{2r} の加算値を差し引くことにより、電流偏差 ΔI を算出する。第 1 電流検出値 i_{1r} 及び第 2 電流検出値 i_{2r} の加算値は、電流加算部 110 において算出される。

[0064] 電流フィードバック制御部 108 は、電流偏差 ΔI を 0 にフィードバック制御するための操作量として第 1, 第 2 目標電圧 $V_{leg1ref}$, $V_{leg2ref}$ を算出する。電流フィードバック制御部 108 におけるフィードバック制御は、例えば比例積分制御である。第 1, 第 2 目標電圧 $V_{leg1ref}$, $V_{leg2ref}$ は、同位相の信号である。本実施形態では、単相充電制御時において、第 1 直流電力 P_1 及び第 2 直流電力 P_2 が等しくなるように、第 1, 第 2 目標電圧 $V_{leg1ref}$, $V_{leg2ref}$ が電流フィードバック制御部 108 において算出される。

[0065] 第 1 PWM 生成部 111 は、第 1, 第 2 目標電圧 $V_{leg1ref}$, $V_{leg2ref}$ と、キャリア信号との大小比較に基づくパルス幅変調により、第 1 上, 下アームスイッチ S_{1H} , S_{1L} のゲートに供給する第 1 上, 下アーム駆動信号と、第 2 上, 下アームスイッチ S_{2H} , S_{2L} のゲートに供給する第 2 上, 下アーム駆動信号とを生成する。本実施形態では、電気角 1 周期において、第 1 上, 下アームスイッチ S_{1H} , S_{1L} のスイッチングパターンと、第 2 上, 下アームスイッチ S_{2H} , S_{2L} のスイッチングパターンとの位相差が 0° である。つまり、第 1 上アームスイッチ S_{1H} と第 2 上アームスイッチ S_{2H} とのオン切替タイミング及びオフ切替タイミングが同期しており、第 1 下アームスイッチ S_{1L} と第 2 下アームスイッチ S_{2L} とのオン切替タイミング及びオフ切替タイミングが同期している。

[0066] ここで、第 1 交流端子 T_{ac1} 、第 2 交流端子 T_{ac2} 及び第 3 交流端子 T_{ac3} に 3 相交流電源 21 が接続されている場合において高電位側直流端子 T_{dcH} 及び低電位側直流端子 T_{dcL} から出力される直流電力の最大値

を P_{dcmax} とする。充電制御部 100 は、単相充電制御において高電位側直流端子 T_{dcH} 及び低電位側直流端子 T_{dcL} から出力される直流電力の最大値が $P_{dcmax} \times 2/3$ 以下となるように、第 1 上, 下アーム駆動信号と第 2 上, 下アーム駆動信号とを生成する。具体的には例えば、電圧フィードバック制御部 103 は、単相充電制御において高電位側直流端子 T_{dcH} 及び低電位側直流端子 T_{dcL} から出力される直流電力の最大値が $P_{dcmax} \times 2/3$ 以下となるように、目標電流振幅 I_{ampref} を算出する。

[0067] これにより、単相充電制御時において第 1, 第 2 インダクタ 31, 32 に流れる最大電流を、3 相充電制御時において第 1, 第 2 インダクタ 31, 32 に流れる最大電流と同等又はそれ以下にすることができる。その結果、第 1, 第 2, 第 3 インダクタ 31, 32, 33 の定格電流（具体的には、温度上昇定格電流）を小さくでき、第 1, 第 2, 第 3 インダクタ 31, 32, 33 の小型化を図ることができる。

[0068] 続いて、脈動低減制御部 120 について説明する。

[0069] 脈動低減制御部 120 において、目標補償電圧算出部 121 は、直流電力 P_{dc} の脈動を低減するための補償用コンデンサ 47 の端子電圧の目標値である目標補償電圧 V_{cpref} を算出する。具体的には、目標補償電圧算出部 121 は、脈動補償振幅 P_{peak} と、電気角 θ_e と、下式 (eq1) とに基づいて、目標補償電圧 V_{cpref} を算出する。

[0070] [数1]

$$V_{cpref} = \sqrt{\frac{P_{peak}}{C_{cpr} \cdot \omega} (1 - \sin 2\omega t)} \dots (eq1)$$

脈動補償振幅 P_{peak} [W] は、単相交流電源 22 の出力電圧 V_{ac} の振幅に基づいて設定される値であり、具体的には出力電圧 V_{ac} の振幅と同等（例えば同じ）の値である。上式 (eq1) において、 ω は出力電圧 V_{ac} の角周波数 [rad./sec] を示し、 t は出力電圧 V_{ac} が負から正に切り替わるゼロアップクロスタイミングからの経過時間 [sec.] を示

し、電気角 θ_e に基づいて把握することができる。 C_{cpr} は補償用コンデンサ 47 の静電容量 [F] を示す。目標補償電圧算出部 121 は、脈動補償振幅 P_{peak} 及び電気角 θ_e と紐付けられて目標補償電圧 $V_{cpre f}$ が規定されたマップ情報に基づいて、目標補償電圧 $V_{cpre f}$ を算出すればよい。

[0071] 電圧制御部 122 は、補償電圧偏差算出部 123 と、補償電圧フィードバック制御部 124 とを備えている。補償電圧偏差算出部 123 は、目標補償電圧 $V_{cpre f}$ から、補償用電圧センサ 52 により検出された電圧（以下、補償電圧検出値 V_{cpr} ）を差し引くことにより、補償電圧偏差 ΔV_p を算出する。補償電圧フィードバック制御部 124 は、補償電圧偏差 ΔV_p を 0 にフィードバック制御するための操作量として目標フィードバック電流 I_{3fb} を算出する。補償電圧フィードバック制御部 124 におけるフィードバック制御は、例えば比例積分制御である。

[0072] フィードフォワード電流算出部 125 は、脈動補償振幅 P_{peak} と、電気角 θ_e と、下式 (eq2) とに基づいて、目標フィードフォワード電流 I_{3ff} を算出する。

[0073] [数2]

$$I_{3ff} = \frac{-P_{peak} \cdot \cos 2\omega t}{\sqrt{\frac{P_{peak}}{C_{cpr} \cdot \omega} (1 - \sin 2\omega t)}} \dots (eq2)$$

フィードフォワード電流算出部 125 は、脈動補償振幅 P_{peak} 及び電気角 θ_e と紐付けられて目標フィードフォワード電流 I_{3ff} が規定されたマップ情報に基づいて、目標フィードフォワード電流 I_{3ff} を算出すればよい。

[0074] 電流制御部 126 は、加算部 127 と、補償電流偏差算出部 128 と、補償電流フィードバック制御部 129 とを備えている。加算部 127 は、目標フィードバック電流 I_{3fb} に目標フィードフォワード電流 I_{3ff} を加えることにより、目標補償電流 I_{3ref} を算出する。なお、フィードフォワ

ード電流算出部125は必須ではない。この場合、「 $I_{3ref} = I_{3fb}$ 」となる。

[0075] 補償電流偏差算出部128は、目標補償電流 I_{3ref} から第3電流検出値 i_{3r} を差し引くことにより、補償電流偏差 ΔI_p を算出する。補償電流フィードバック制御部129は、補償電流偏差 ΔI_p を0にフィードバック制御するための操作量として第3目標電圧 $V_{leg1ref3}$ を算出する。補償電流フィードバック制御部129におけるフィードバック制御は、例えば比例積分制御である。

[0076] 第2PWM生成部130は、第3目標電圧 $V_{leg3ref}$ と、キャリア信号との大小比較に基づくパルス幅変調により、第3上、下アームスイッチ S_{3H} 、 S_{3L} のゲートに供給する第3上、下アーム駆動信号とを生成する。

[0077] 図8に、単相充電制御時における補償電圧検出値 V_{cpr} 、単相交流電源22の出力電圧 V_{ac} 、出力電流 i_{ac} 、補償用コンデンサ47に流れる電流 i_{cpr} 、第1、第2電流検出値 i_{1r} 、 i_{2r} 、単相交流電源22の出力電力 P_{ac} 、補償用コンデンサ47の電力 P_{cpr} ($=V_{cpr} \times i_{cpr}$)、及び各直流端子 T_{dcH} 、 T_{dcL} から出力された直流電力 P_{dc} の推移を示す。補償電圧検出値 V_{cpr} は、補償用コンデンサ47の両端のうち、第3経路43側の電圧よりも補償用スイッチ48側の電圧が高い場合を正とする。単相交流電源22の出力電圧 V_{ac} は、第4交流端子 T_{ac4} 側の電圧よりも第1交流端子 T_{ac1} 側の電圧が高い場合を正とする。単相交流電源22の出力電流 i_{ac} は、第4交流端子 T_{ac4} 側から第1交流端子 T_{ac1} 側に向かって流れる場合を正とする。補償用コンデンサ47に流れる電流 i_{cpr} は、補償用コンデンサ47の両端のうち、第3経路43側から補償用スイッチ48側に向かって流れる場合を正とする。

[0078] 図8に示す例では、単相交流電源22の出力電圧 V_{ac} の周波数が50Hzであり、出力電圧 V_{ac} の実効値は230V_{rms}であり、目標直流電圧 V_{dcref} が800Vに設定されている。また、直流電力 P_{dc} が3相充

電制御時の直流電力 P_{dc} の $2/3$ の値とされている。

[0079] 第1, 第2上, 下アームスイッチ S_{1H} , S_{1L} , S_{2H} , S_{2L} の高周波スイッチング制御及び第4上, 下アームスイッチ S_{4H} , S_{4L} の 50Hz のスイッチング制御により、図8に示すように、単相交流電源22の出力電圧 V_{ac} と、第1, 第2電流検出値 i_{1r} , i_{2r} との位相差が0（つまり、力率が1）になるような単相充電制御が実行されている。

[0080] 本実施形態では、単相充電制御時において、第1直流電力 P_1 及び第2直流電力 P_2 が等しくなるように、第1, 第2目標電圧 $V_{leg1ref}$, $V_{leg2ref}$ が算出される。このため、図8に示す例では、第1, 第2インダクタ31, 32に流れる電流の実効値が 16Arms になっている。

[0081] 図8に示す例では、単相交流電源22の出力電力 P_{ac} （つまり、電力変換装置10の入力電力）は、単相交流電源22の出力電圧 V_{ac} の基本周波数の2倍の周波数で脈動し、また、 7360W を中心として 7360W の振幅にて脈動する。この脈動成分を低減するための目標補償電圧 V_{cpref} に補償電圧検出値 V_{cpr} が制御されるように、第3上, 下アームスイッチ S_{3H} , S_{3L} がスイッチング制御される。これにより、入力電力の脈動成分が補償用コンデンサ47に無効電力として吸収され、各直流端子 T_{dcH} , T_{dcL} へ伝達される直流電力 P_{dc} は、概ね 7360W で一定となる。その結果、直流側コンデンサ34の静電容量を低減でき、直流側コンデンサ34を小型化できる。

[0082] 以上詳述した本実施形態によれば、単相充電制御時において、電力変換装置10から出力される直流電力 P_{dc} を増加させつつ、直流電力 P_{dc} の脈動を低減することができる。

[0083] <第1実施形態の変形例>

充電制御部100は、単相充電制御において高電位側直流端子 T_{dcH} 及び低電位側直流端子 T_{dcL} から出力される直流電力の最大値が、 $P_{dcmax}/3$ よりも大きく、かつ、 $P_{dcmax} \times 2/3$ 未満となるように、目標電流振幅 I_{ampref} を算出してもよい。

[0084] <第2実施形態>

以下、第2実施形態について、第1実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。本実施形態では、脈動低減制御部120における目標補償電圧 $V_{cpre f}$ の設定方法が変更されている。以下、図9を用いて、この設定方法について説明する。図9には、補償用コンデンサ47で吸収する脈動電力 P_{cpr} の振幅（7360Wを例示）を一定とし、補償用コンデンサ47の端子電圧の出力電圧 V_{ac} 1周期における時間平均値（以下、電圧平均値）を変化させた場合における補償用コンデンサ47の端子電圧及び補償用コンデンサ47に流れる電流の計算結果を示す。図9に示す脈動電力 P_{cpr} は、単相交流電源22の出力電圧 V_{ac} の基本周波数の2倍の周波数で0を中心に脈動する。

[0085] 図9において、 V_{ca} は、第1実施形態の目標補償電圧 $V_{cpre f}$ である。第1実施形態の目標補償電圧 $V_{cpre f}$ は、1周期が出力電圧 V_{ac} の半周期と同じ周期であり、出力電圧 V_{ac} の半周期毎に0となる。また、 V_{ave} は、 V_{ca} の電圧平均値であり、 V_{ap} は、出力電圧 V_{ac} 1周期における V_{ca} のピーク値である。

[0086] V_{cb} は、 V_{ca} よりも電圧平均値を高くした場合の目標補償電圧であり、 V_{bave} は、 V_{cb} の電圧平均値である。また、 V_{cc} は、 V_{cb} よりも電圧平均値を高くした場合の目標補償電圧であり、 V_{cd} は、 V_{cc} よりも電圧平均値を高くした場合の目標補償電圧である。 V_{cb} 、 V_{cc} 、 V_{cd} は、1周期が出力電圧 V_{ac} の半周期と同じ周期であり、出力電圧 V_{ac} の半周期毎にピーク値となり、出力電圧 V_{ac} の半周期毎に最小値となる。

[0087] i_{ca} は、目標補償電圧を V_{ca} とする場合に補償用コンデンサ47に流れる電流であり、 i_{cb} は、目標補償電圧を V_{cb} とする場合に補償用コンデンサ47に流れる電流である。また、 i_{cc} は、目標補償電圧を V_{cc} とする場合に補償用コンデンサ47に流れる電流であり、 i_{cd} は、目標補償電圧を V_{cd} とする場合に補償用コンデンサ47に流れる電流である。

[0088] 補償用コンデンサ47の電圧平均値を高くすることにより、目標補償電圧

のピーク値はわずかに増大する一方、目標補償電圧の電圧リプル及び補償用コンデンサ47に流れる電流リプルが小さくなっている。このため、目標補償電圧算出部121は、目標補償電圧のピーク値が補償用コンデンサ47の許容上限電圧 V_{lim} 以下となることを条件として、目標補償電圧の電圧平均値が V_{ave} よりも高い目標補償電圧 V_{pref} を算出する。図9に示す例では、 V_{cb} 又は V_{cc} が目標補償電圧 V_{pref} の候補になる。

[0089] ここで、 V_{ca} に対応する「 V_{ap}/V_{ave} 」の値は $\pi/2$ となる。目標補償電圧の電圧平均値が V_{ave} よりも高い目標補償電圧においては、「出力電圧 V_{ac} 1周期における目標補償電圧 V_{pref} のピーク値／目標補償電圧 V_{pref} の電圧平均値」が $\pi/2$ よりも小さくなる。このため、目標補償電圧算出部121は、単相交流電源22の出力電圧 V_{ac} 1周期における補償用コンデンサ47の端子電圧のピーク値が、出力電圧 V_{ac} 1周期における補償用コンデンサ47の端子電圧の時間平均値を $\pi/2$ 倍した値よりも小さくなるような目標補償電圧 V_{pref} を算出する。目標補償電圧算出部121は、脈動補償振幅 P_{peak} 及び電気角 θ_e と紐付けられて目標補償電圧 V_{pref} が規定されたマップ情報に基づいて、目標補償電圧 V_{pref} を算出すればよい。

[0090] なお、この場合、フィードフォワード電流算出部125は、目標補償電圧 V_{pref} に対応する目標フィードフォワード電流 I_{3ff} を算出すればよい。例えば、目標補償電圧 V_{pref} として図9の V_{cc} が算出される場合、フィードフォワード電流算出部125は、図9の i_{cc} を目標フィードフォワード電流 I_{3ff} として算出すればよい。フィードフォワード電流算出部125は、脈動補償振幅 P_{peak} 及び電気角 θ_e と紐付けられて目標フィードフォワード電流 I_{3ff} が規定されたマップ情報に基づいて、目標フィードフォワード電流 I_{3ff} を算出すればよい。また、第1実施形態と同様に、フィードフォワード電流算出部125は必須ではない。

[0091] 第1実施形態の目標補償電圧 V_{pref} は、補償用コンデンサ47の端子電圧のピーク値を低減できる一方、補償用コンデンサ47の端子電圧及び

電流のリプルが大きくなる。これに対し、本実施形態によれば、端子電圧及び電流のリプルを低減でき、補償用コンデンサ47を小型化できる。また、各インダクタ31～33の定格電流も低減でき、各インダクタ31～33を小型化できる。

[0092] <第3実施形態>

以下、第3実施形態について、第1実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。本実施形態では、制御装置70は、単相充電制御時において、図10に示すように、第1, 第2上, 下アームスイッチS1H, S1L, S2H, S2Lをインターリーブ駆動する。本実施形態のインターリーブ駆動は、第1上アームスイッチS1Hのオンへの切り替えタイミングと、第2上アームスイッチS2Hのオンへの切り替えタイミングとを電気角で180°ずらすスイッチング制御である。図10には、インターリーブ駆動する場合における第1, 第2電流検出値 i_{1r} , i_{2r} 及び直流側コンデンサ34に流れる電流の推移も示す。図11には、インターリーブ駆動しない第1実施形態のスイッチング制御を比較例として示す。

[0093] 図12に、本実施形態及び比較例における直流側コンデンサ34に流れる電流のFFT解析結果を示す。インターリーブ駆動する場合、第1インダクタ31に流れる電流と第2インダクタ32に流れる電流とが互いの電流リプルを打ち消し合うように流れる。これにより、直流側コンデンサ34に流出入する、第1, 第2上, 下アームスイッチS1H, S1L, S2H, S2Lのスイッチング周波数で変動する電流リプル成分が低減する。その結果、直流側コンデンサ34のリプル電流の定格値を低減でき、ひいては直流側コンデンサ34の静電容量を低減するとともに直流側コンデンサ34を小型化できる。

[0094] <その他の実施形態>

なお、上記各実施形態は、以下のように変更して実施してもよい。

[0095] ・図13に示すように、高電位側経路30Hに代えて、低電位側経路30Lが、補償用コンデンサ47及び補償用スイッチ48の直列接続体を介して

第3経路43に接続されていてもよい。

- [0096] ・単相充電制御時において、双方向の電力変換を行わず、交流電力から直流電力へと単方向の電力変換のみ行う場合、第4上、下アームスイッチS4H、S4Lに代えて、図14に示すように、上、下アームダイオードD4H、D4Lが設けられていてもよい。この場合、各ダイオードD4H、D4Lのカソードが高電位側端子に相当し、アノードが低電位側端子に相当する。
- [0097] ・第1上アームスイッチが複数のNチャネルMOSFETの並列接続体で構成されていてもよい。第1下アームスイッチ及び第2～第4上、下アームスイッチについても同様である。
- [0098] ・上、下アームスイッチとしては、NチャネルMOSFETに限らず、例えば、フリーホイールダイオードが逆並列接続されたIGBTであってもよい。この場合、IGBTのコレクタが高電位側端子に相当し、エミッタが低電位側端子に相当する。
- [0099] ・直流側コンデンサ34及び補償用コンデンサ47に代えて、例えば、充放電可能な小容量の蓄電池が備えられていてもよい。
- [0100] ・DCDCコンバータ24の出力部に接続される蓄電部としては、蓄電池に限らず、例えば、大容量の電気二重層キャパシタ、又は蓄電池及び電気二重層キャパシタの双方であってもよい。
- [0101] ・電力変換装置が搭載される移動体としては、車両に限らず、例えば、航空機又は船舶であってもよい。また、電力変換装置の搭載先は、移動体に限らず、定置式の装置であってもよい。
- [0102] ・本開示に記載の制御部及びその手法は、コンピュータプログラムにより具体化された一つ乃至は複数の機能を実行するようにプログラムされたプロセッサ及びメモリを構成することによって提供された専用コンピュータにより、実現されてもよい。あるいは、本開示に記載の制御部及びその手法は、一つ以上の専用ハードウェア論理回路によってプロセッサを構成することによって提供された専用コンピュータにより、実現されてもよい。もしくは、本開示に記載の制御部及びその手法は、一つ乃至は複数の機能を実行するよ

うにプログラムされたプロセッサ及びメモリと一つ以上のハードウェア論理回路によって構成されたプロセッサとの組み合わせにより構成された一つ以上の専用コンピュータにより、実現されてもよい。また、コンピュータプログラムは、コンピュータにより実行されるインストラクションとして、コンピュータ読み取り可能な非遷移有形記録媒体に記憶されていてもよい。

[0103] 以下、上述した各実施形態から抽出される特徴的な構成を記載する。

[構成1]

第1交流端子（T a c 1）、第2交流端子（T a c 2）、第3交流端子（T a c 3）及び第4交流端子（T a c 4）と、

高電位側直流端子（T d c H）及び低電位側直流端子（T d c L）と、
を備え、

前記第1交流端子、前記第2交流端子及び前記第3交流端子に3相交流電源（21）が接続可能に構成され、前記第1交流端子及び前記第4交流端子に単相交流電源（22）が接続可能に構成された電力変換装置（10）において、

第1上アームスイッチ（S 1 H）及び第1下アームスイッチ（S 1 L）の直列接続体と、

第2上アームスイッチ（S 2 H）及び第2下アームスイッチ（S 2 L）の直列接続体と、

第3上アームスイッチ（S 3 H）及び第3下アームスイッチ（S 3 L）の直列接続体と、

上アーム整流部（S 4 H，D 4 H）及び下アーム整流部（S 4 L，D 4 L）の直列接続体と、

前記第1，第2，第3上アームスイッチの高電位側端子と、前記上アーム整流部の高電位側端子と、前記高電位側直流端子とを電氣的に接続する高電位側経路（30H）と、

前記第1，第2，第3下アームスイッチの低電位側端子と、前記下アーム整流部の低電位側端子と、前記低電位側直流端子とを電氣的に接続する低電

位側経路（３０Ｌ）と、

前記第１上アームスイッチ及び前記第１下アームスイッチの接続点と、前記第１交流端子とを電氣的に接続する第１インダクタ（３１）と、

前記第２上アームスイッチ及び前記第２下アームスイッチの接続点と、前記第２交流端子とを電氣的に接続する第２インダクタ（３２）と、

前記第３上アームスイッチ及び前記第３下アームスイッチの接続点と、前記第３交流端子とを電氣的に接続する第３インダクタ（３３）と、

前記上アーム整流部及び前記下アーム整流部の接続点と、前記第４交流端子とを電氣的に接続する接続経路（４４）と、

前記高電位側経路と前記低電位側経路とを電氣的に接続する直流側蓄電部（３４）と、

前記高電位側経路又は前記低電位側経路と、前記第３交流端子とを電氣的に接続する補償用蓄電部（４７）及び補償用スイッチ（４８）の直列接続体と、

前記接続経路に設けられた第１单相充電スイッチ（４５）と、

前記第１交流端子と前記第２交流端子とを電氣的に接続する第２单相充電スイッチ（４６）と、

制御部（７０）と、

を備え、

前記制御部は、前記第１交流端子及び前記第４交流端子に前記単相交流電源が接続されていると判定した場合、前記補償用スイッチ、前記第１单相充電スイッチ及び前記第２单相充電スイッチをオンした状態において、前記第１交流端子及び前記第４交流端子から入力された交流電力を直流電力に変換して前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子から出力すべく、前記第１上アームスイッチ、前記第１下アームスイッチ、前記第２上アームスイッチ及び前記第２下アームスイッチのスイッチング制御を行うとともに、前記補償用蓄電部の充放電によって前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子から出力される直流電力の脈動を低減すべく、前記第３上アームスイ

ッチ及び前記第3下アームスイッチのスイッチング制御を行う、電力変換装置。

[構成2]

前記制御部は、前記第1交流端子、前記第2交流端子及び前記第3交流端子に前記3相交流電源が接続されていると判定した場合、前記補償用スイッチ、前記第1単相充電スイッチ及び前記第2単相充電スイッチをオフした状態において、前記第1交流端子、前記第2交流端子及び前記第3交流端子から入力された交流電力を直流電力に変換して前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子から出力すべく、前記第1上アームスイッチ、前記第1下アームスイッチ、前記第2上アームスイッチ、前記第2下アームスイッチ、前記第3上アームスイッチ及び前記第3下アームスイッチのスイッチング制御を行い、

前記第1交流端子、前記第2交流端子及び前記第3交流端子に前記3相交流電源が接続されている場合において前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子から出力される直流電力の最大値を P_{dcmax} とし、

前記制御部は、前記第1交流端子及び前記第4交流端子に前記単相交流電源が接続されていると判定した場合、前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子から出力される直流電力の最大値が、 $P_{dcmax}/3$ よりも大きくかつ $P_{dcmax} \times 2/3$ 以下の値となるように、前記第1上アームスイッチ、前記第1下アームスイッチ、前記第2上アームスイッチ及び前記第2下アームスイッチのスイッチング制御を行う、構成1に記載の電力変換装置。

[構成3]

前記制御部は、

前記第1交流端子、前記第2交流端子及び前記第3交流端子に前記3相交流電源が接続されていると判定した場合、前記補償用スイッチ、前記第1単相充電スイッチ及び前記第2単相充電スイッチをオフした状態において、前記第1インダクタを介して前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子

に伝達される直流電力（P 1）と、前記第 2 インダクタを介して前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子に伝達される直流電力（P 2）と、前記第 3 インダクタを介して前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子に伝達される直流電力（P 3）とが同等になるように、前記第 1 上アームスイッチ、前記第 1 下アームスイッチ、前記第 2 上アームスイッチ、前記第 2 下アームスイッチ、前記第 3 上アームスイッチ及び前記第 3 下アームスイッチのスイッチング制御を行い、

前記第 1 交流端子及び前記第 4 交流端子に前記単相交流電源が接続されていると判定した場合、前記補償用スイッチ、前記第 1 単相充電スイッチ及び前記第 2 単相充電スイッチをオンした状態において、前記第 1 インダクタを介して前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子に伝達される直流電力（P 1）と、前記第 2 インダクタを介して前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子に伝達される直流電力（P 2）とが同等になるように、前記第 1 上アームスイッチ、前記第 1 下アームスイッチ、前記第 2 上アームスイッチ及び前記第 2 下アームスイッチのスイッチング制御を行う、構成 2 に記載の電力変換装置。

[構成 4]

前記制御部は、前記補償用蓄電部の充放電によって前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子から出力される直流電力の脈動を低減すべく、前記単相交流電源の出力電圧の半周期で前記補償用蓄電部の電圧を変動させるとともに、前記単相交流電源の出力電圧 1 周期における前記補償用蓄電部の電圧のピーク値が、前記出力電圧 1 周期における前記補償用蓄電部の電圧の時間平均値を $\pi/2$ 倍した値よりも小さくなるように、前記第 3 上アームスイッチ及び前記第 3 下アームスイッチのスイッチング制御を行う、構成 1 ～ 3 のいずれか 1 つに記載の電力変換装置。

[構成 5]

前記上アーム整流部及び前記下アーム整流部は、自身の低電位側端子から高電位側端子への電流の流通を許容する、構成 1 ～ 4 のいずれか 1 つに記載

の電力変換装置。

[構成6]

前記上アーム整流部は、逆並列接続されたダイオードを有する第4上アームスイッチ（S4H）であり、

前記下アーム整流部は、逆並列接続されたダイオードを有する第4下アームスイッチ（S4L）であり、

前記制御部は、

前記第4交流端子から前記単相交流電源を介して前記第1交流端子へと向かう方向に電流が流れていると判定している期間において前記第4下アームスイッチをオンするとともに前記第4上アームスイッチをオフし、

前記第1交流端子から前記単相交流電源を介して前記第4交流端子へと向かう方向に電流が流れていると判定している期間において前記第4上アームスイッチをオンするとともに前記第4下アームスイッチをオフする、構成5に記載の電力変換装置。

[構成7]

前記第4上アームスイッチ及び前記第4下アームスイッチは、前記第1～第3上、下アームスイッチよりもターンオン時間及びターンオフ時間が長いスイッチである、構成6に記載の電力変換装置。

[構成8]

前記制御部は、前記第1交流端子及び前記第4交流端子から入力された交流電力を直流電力に変換して前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子から出力すべく、前記第1上アームスイッチと前記第1下アームスイッチとを交互にオンし、かつ、前記第2上アームスイッチと前記第2下アームスイッチとを交互にオンし、かつ、前記第1上アームスイッチのスイッチング状態の切り替えタイミングと前記第2上アームスイッチのスイッチング状態の切り替えタイミングとをずらす、構成1～7のいずれか1つに記載の電力変換装置。

[構成9]

第1交流端子（T a c 1）、第2交流端子（T a c 2）、第3交流端子（T a c 3）及び第4交流端子（T a c 4）と、

高電位側直流端子（T d c H）及び低電位側直流端子（T d c L）と、

コンピュータ（71）と、

を備える電力変換装置（10）であって、

前記第1交流端子、前記第2交流端子及び前記第3交流端子に3相交流電源（21）が接続可能に構成され、前記第1交流端子及び前記第4交流端子に単相交流電源（22）が接続可能に構成された電力変換装置に適用されるプログラムにおいて、

前記電力変換装置は、

第1上アームスイッチ（S 1 H）及び第1下アームスイッチ（S 1 L）の直列接続体と、

第2上アームスイッチ（S 2 H）及び第2下アームスイッチ（S 2 L）の直列接続体と、

第3上アームスイッチ（S 3 H）及び第3下アームスイッチ（S 3 L）の直列接続体と、

上アーム整流部（S 4 H，D 4 H）及び下アーム整流部（S 4 L，D 4 L）の直列接続体と、

前記第1，第2，第3上アームスイッチの高電位側端子と、前記上アーム整流部の高電位側端子と、前記高電位側直流端子とを電氣的に接続する高電位側経路（30H）と、

前記第1，第2，第3下アームスイッチの低電位側端子と、前記下アーム整流部の低電位側端子と、前記低電位側直流端子とを電氣的に接続する低電位側経路（30L）と、

前記第1上アームスイッチ及び前記第1下アームスイッチの接続点と、前記第1交流端子とを電氣的に接続する第1インダクタ（31）と、

前記第2上アームスイッチ及び前記第2下アームスイッチの接続点と、前記第2交流端子とを電氣的に接続する第2インダクタ（32）と、

前記第3上アームスイッチ及び前記第3下アームスイッチの接続点と、前記第3交流端子とを電氣的に接続する第3インダクタ（33）と、

前記上アーム整流部及び前記下アーム整流部の接続点と、前記第4交流端子とを電氣的に接続する接続経路（44）と、

前記高電位側経路と前記低電位側経路とを電氣的に接続する直流側蓄電部（34）と、

前記高電位側経路又は前記低電位側経路と、前記第3交流端子とを電氣的に接続する補償用蓄電部（47）及び補償用スイッチ（48）の直列接続体と、

前記接続経路に設けられた第1单相充電スイッチ（45）と、

前記第1交流端子と前記第2交流端子とを電氣的に接続する第2单相充電スイッチ（46）と、

を備え、

前記コンピュータに、

前記第1交流端子及び前記第4交流端子に前記单相交流電源が接続されているか否かを判定する処理と、

前記单相交流電源が接続されていると判定した場合、前記補償用スイッチ、前記第1单相充電スイッチ及び前記第2单相充電スイッチをオンした状態において、前記第1交流端子及び前記第4交流端子から入力された交流電力を直流電力に変換して前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子から出力すべく、前記第1上アームスイッチ、前記第1下アームスイッチ、前記第2上アームスイッチ及び前記第2下アームスイッチのスイッチング制御を行うとともに、前記補償用蓄電部の充放電によって前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子から出力される直流電力の脈動を低減すべく、前記第3上アームスイッチ及び前記第3下アームスイッチのスイッチング制御を行う処理と、

を実行させる、プログラム。

[0104] 本開示は、実施例に準拠して記述されたが、本開示は当該実施例や構造に

限定されるものではないと理解される。本開示は、様々な変形例や均等範囲内の変形をも包含する。加えて、様々な組み合わせや形態、さらには、それらに一要素のみ、それ以上、あるいはそれ以下、を含む他の組み合わせや形態をも、本開示の範疇や思想範囲に入るものである。

請求の範囲

[請求項1] 第1交流端子（T a c 1）、第2交流端子（T a c 2）、第3交流端子（T a c 3）及び第4交流端子（T a c 4）と、

高電位側直流端子（T d c H）及び低電位側直流端子（T d c L）と、

を備え、

前記第1交流端子、前記第2交流端子及び前記第3交流端子に3相交交流電源（21）が接続可能に構成され、前記第1交流端子及び前記第4交流端子に単相交交流電源（22）が接続可能に構成された電力変換装置（10）において、

第1上アームスイッチ（S 1 H）及び第1下アームスイッチ（S 1 L）の直列接続体と、

第2上アームスイッチ（S 2 H）及び第2下アームスイッチ（S 2 L）の直列接続体と、

第3上アームスイッチ（S 3 H）及び第3下アームスイッチ（S 3 L）の直列接続体と、

上アーム整流部（S 4 H，D 4 H）及び下アーム整流部（S 4 L，D 4 L）の直列接続体と、

前記第1，第2，第3上アームスイッチの高電位側端子と、前記上アーム整流部の高電位側端子と、前記高電位側直流端子とを電氣的に接続する高電位側経路（30H）と、

前記第1，第2，第3下アームスイッチの低電位側端子と、前記下アーム整流部の低電位側端子と、前記低電位側直流端子とを電氣的に接続する低電位側経路（30L）と、

前記第1上アームスイッチ及び前記第1下アームスイッチの接続点と、前記第1交流端子とを電氣的に接続する第1インダクタ（31）と、

前記第2上アームスイッチ及び前記第2下アームスイッチの接続点

と、前記第 2 交流端子とを電氣的に接続する第 2 インダクタ（32）と、

前記第 3 上アームスイッチ及び前記第 3 下アームスイッチの接続点と、前記第 3 交流端子とを電氣的に接続する第 3 インダクタ（33）と、

前記上アーム整流部及び前記下アーム整流部の接続点と、前記第 4 交流端子とを電氣的に接続する接続経路（44）と、

前記高電位側経路と前記低電位側経路とを電氣的に接続する直流側蓄電部（34）と、

前記高電位側経路又は前記低電位側経路と、前記第 3 交流端子とを電氣的に接続する補償用蓄電部（47）及び補償用スイッチ（48）の直列接続体と、

前記接続経路に設けられた第 1 单相充電スイッチ（45）と、

前記第 1 交流端子と前記第 2 交流端子とを電氣的に接続する第 2 单相充電スイッチ（46）と、

制御部（70）と、

を備え、

前記制御部は、前記第 1 交流端子及び前記第 4 交流端子に前記单相交流電源が接続されていると判定した場合、前記補償用スイッチ、前記第 1 单相充電スイッチ及び前記第 2 单相充電スイッチをオンした状態において、前記第 1 交流端子及び前記第 4 交流端子から入力された交流電力を直流電力に変換して前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子から出力すべく、前記第 1 上アームスイッチ、前記第 1 下アームスイッチ、前記第 2 上アームスイッチ及び前記第 2 下アームスイッチのスイッチング制御を行うとともに、前記補償用蓄電部の充放電によって前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子から出力される直流電力の脈動を低減すべく、前記第 3 上アームスイッチ及び前記第 3 下アームスイッチのスイッチング制御を行う、電力変換装置

。

[請求項2]

前記制御部は、前記第1交流端子、前記第2交流端子及び前記第3交流端子に前記3相交流電源が接続されていると判定した場合、前記補償用スイッチ、前記第1単相充電スイッチ及び前記第2単相充電スイッチをオフした状態において、前記第1交流端子、前記第2交流端子及び前記第3交流端子から入力された交流電力を直流電力に変換して前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子から出力すべく、前記第1上アームスイッチ、前記第1下アームスイッチ、前記第2上アームスイッチ、前記第2下アームスイッチ、前記第3上アームスイッチ及び前記第3下アームスイッチのスイッチング制御を行い、

前記第1交流端子、前記第2交流端子及び前記第3交流端子に前記3相交流電源が接続されている場合において前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子から出力される直流電力の最大値を P_{dcmax} とし、

前記制御部は、前記第1交流端子及び前記第4交流端子に前記単相交流電源が接続されていると判定した場合、前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子から出力される直流電力の最大値が、 $P_{dcmax}/3$ よりも大きくかつ $P_{dcmax} \times 2/3$ 以下の値となるように、前記第1上アームスイッチ、前記第1下アームスイッチ、前記第2上アームスイッチ及び前記第2下アームスイッチのスイッチング制御を行う、請求項1に記載の電力変換装置。

[請求項3]

前記制御部は、

前記第1交流端子、前記第2交流端子及び前記第3交流端子に前記3相交流電源が接続されていると判定した場合、前記補償用スイッチ、前記第1単相充電スイッチ及び前記第2単相充電スイッチをオフした状態において、前記第1インダクタを介して前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子に伝達される直流電力(P_1)と、前記第2インダクタを介して前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端

子に伝達される直流電力（P 2）と、前記第 3 インダクタを介して前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子に伝達される直流電力（P 3）とが同等になるように、前記第 1 上アームスイッチ、前記第 1 下アームスイッチ、前記第 2 上アームスイッチ、前記第 2 下アームスイッチ、前記第 3 上アームスイッチ及び前記第 3 下アームスイッチのスイッチング制御を行い、

前記第 1 交流端子及び前記第 4 交流端子に前記単相交流電源が接続されていると判定した場合、前記補償用スイッチ、前記第 1 単相充電スイッチ及び前記第 2 単相充電スイッチをオンした状態において、前記第 1 インダクタを介して前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子に伝達される直流電力（P 1）と、前記第 2 インダクタを介して前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子に伝達される直流電力（P 2）とが同等になるように、前記第 1 上アームスイッチ、前記第 1 下アームスイッチ、前記第 2 上アームスイッチ及び前記第 2 下アームスイッチのスイッチング制御を行う、請求項 2 に記載の電力変換装置。

[請求項4] 前記制御部は、前記補償用蓄電部の充放電によって前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子から出力される直流電力の脈動を低減すべく、前記単相交流電源の出力電圧の半周期で前記補償用蓄電部の電圧を変動させるとともに、前記単相交流電源の出力電圧 1 周期における前記補償用蓄電部の電圧のピーク値が、前記出力電圧 1 周期における前記補償用蓄電部の電圧の時間平均値を $\pi/2$ 倍した値よりも小さくなるように、前記第 3 上アームスイッチ及び前記第 3 下アームスイッチのスイッチング制御を行う、請求項 1 ～ 3 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

[請求項5] 前記上アーム整流部及び前記下アーム整流部は、自身の低電位側端子から高電位側端子への電流の流通を許容する、請求項 1 ～ 3 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

- [請求項6] 前記上アーム整流部は、逆並列接続されたダイオードを有する第4上アームスイッチ（S4H）であり、
- 前記下アーム整流部は、逆並列接続されたダイオードを有する第4下アームスイッチ（S4L）であり、
- 前記制御部は、
- 前記第4交流端子から前記単相交流電源を介して前記第1交流端子へと向かう方向に電流が流れていると判定している期間において前記第4下アームスイッチをオンするとともに前記第4上アームスイッチをオフし、
- 前記第1交流端子から前記単相交流電源を介して前記第4交流端子へと向かう方向に電流が流れていると判定している期間において前記第4上アームスイッチをオンするとともに前記第4下アームスイッチをオフする、請求項5に記載の電力変換装置。
- [請求項7] 前記第4上アームスイッチ及び前記第4下アームスイッチは、前記第1～第3上、下アームスイッチよりもターンオン時間及びターンオフ時間が長いスイッチである、請求項6に記載の電力変換装置。
- [請求項8] 前記制御部は、前記第1交流端子及び前記第4交流端子から入力された交流電力を直流電力に変換して前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子から出力すべく、前記第1上アームスイッチと前記第1下アームスイッチとを交互にオンし、かつ、前記第2上アームスイッチと前記第2下アームスイッチとを交互にオンし、かつ、前記第1上アームスイッチのスイッチング状態の切り替えタイミングと前記第2上アームスイッチのスイッチング状態の切り替えタイミングとをずらす、請求項1～3のいずれか1項に記載の電力変換装置。
- [請求項9] 第1交流端子（T a c 1）、第2交流端子（T a c 2）、第3交流端子（T a c 3）及び第4交流端子（T a c 4）と、
- 高電位側直流端子（T d c H）及び低電位側直流端子（T d c L）と、

コンピュータ（７１）と、
を備える電力変換装置（１０）であって、

前記第１交流端子、前記第２交流端子及び前記第３交流端子に３相交流電源（２１）が接続可能に構成され、前記第１交流端子及び前記第４交流端子に単相交流電源（２２）が接続可能に構成された電力変換装置に適用されるプログラムにおいて、

前記電力変換装置は、

第１上アームスイッチ（Ｓ１Ｈ）及び第１下アームスイッチ（Ｓ１Ｌ）の直列接続体と、

第２上アームスイッチ（Ｓ２Ｈ）及び第２下アームスイッチ（Ｓ２Ｌ）の直列接続体と、

第３上アームスイッチ（Ｓ３Ｈ）及び第３下アームスイッチ（Ｓ３Ｌ）の直列接続体と、

上アーム整流部（Ｓ４Ｈ，Ｄ４Ｈ）及び下アーム整流部（Ｓ４Ｌ，Ｄ４Ｌ）の直列接続体と、

前記第１，第２，第３上アームスイッチの高電位側端子と、前記上アーム整流部の高電位側端子と、前記高電位側直流端子とを電氣的に接続する高電位側経路（３０Ｈ）と、

前記第１，第２，第３下アームスイッチの低電位側端子と、前記下アーム整流部の低電位側端子と、前記低電位側直流端子とを電氣的に接続する低電位側経路（３０Ｌ）と、

前記第１上アームスイッチ及び前記第１下アームスイッチの接続点と、前記第１交流端子とを電氣的に接続する第１インダクタ（３１）と、

前記第２上アームスイッチ及び前記第２下アームスイッチの接続点と、前記第２交流端子とを電氣的に接続する第２インダクタ（３２）と、

前記第３上アームスイッチ及び前記第３下アームスイッチの接続点

と、前記第3交流端子とを電氣的に接続する第3インダクタ（33）と、

前記上アーム整流部及び前記下アーム整流部の接続点と、前記第4交流端子とを電氣的に接続する接続経路（44）と、

前記高電位側経路と前記低電位側経路とを電氣的に接続する直流側蓄電部（34）と、

前記高電位側経路又は前記低電位側経路と、前記第3交流端子とを電氣的に接続する補償用蓄電部（47）及び補償用スイッチ（48）の直列接続体と、

前記接続経路に設けられた第1单相充電スイッチ（45）と、

前記第1交流端子と前記第2交流端子とを電氣的に接続する第2单相充電スイッチ（46）と、

を備え、

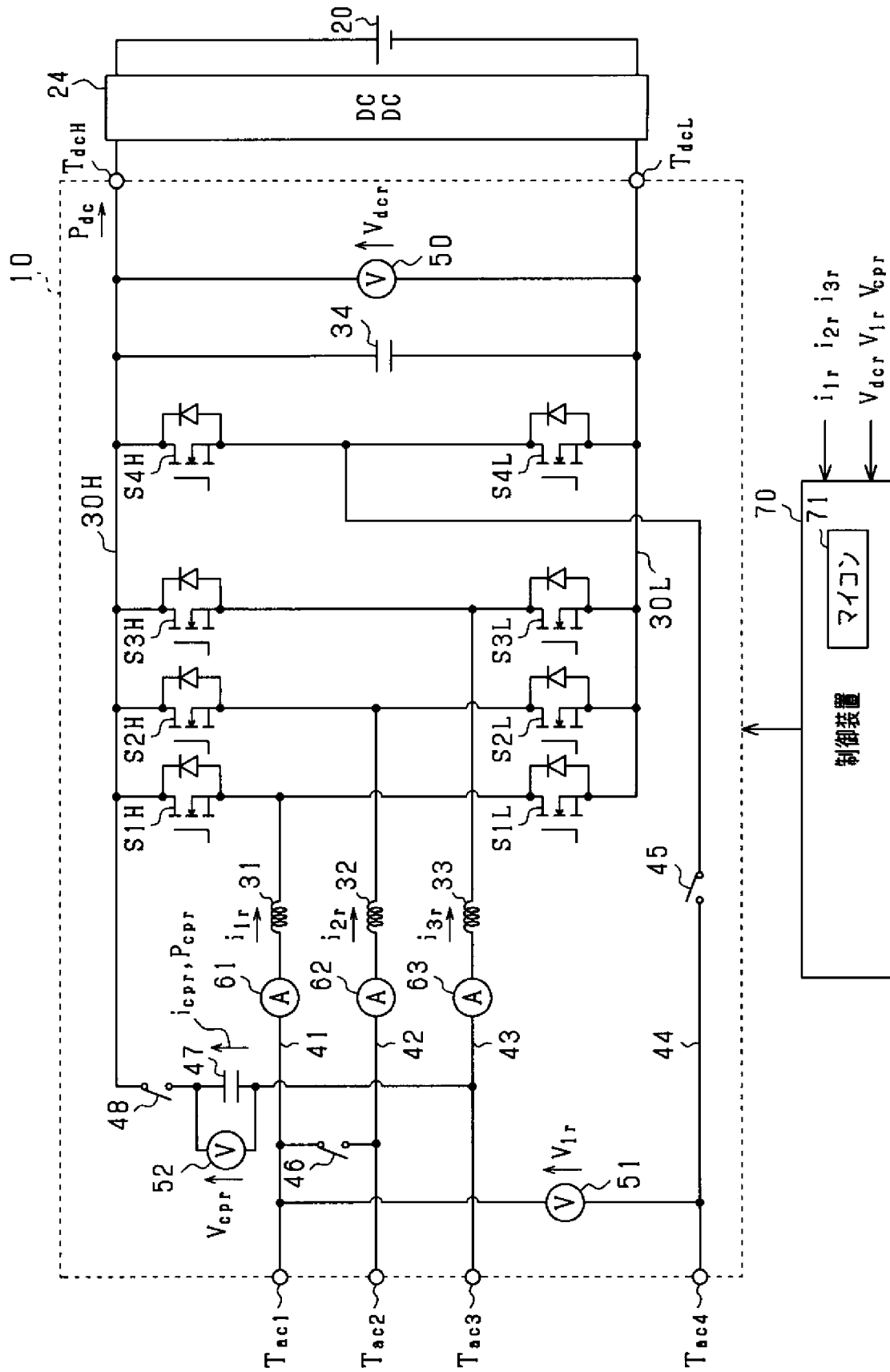
前記コンピュータに、

前記第1交流端子及び前記第4交流端子に前記单相交流電源が接続されているか否かを判定する処理と、

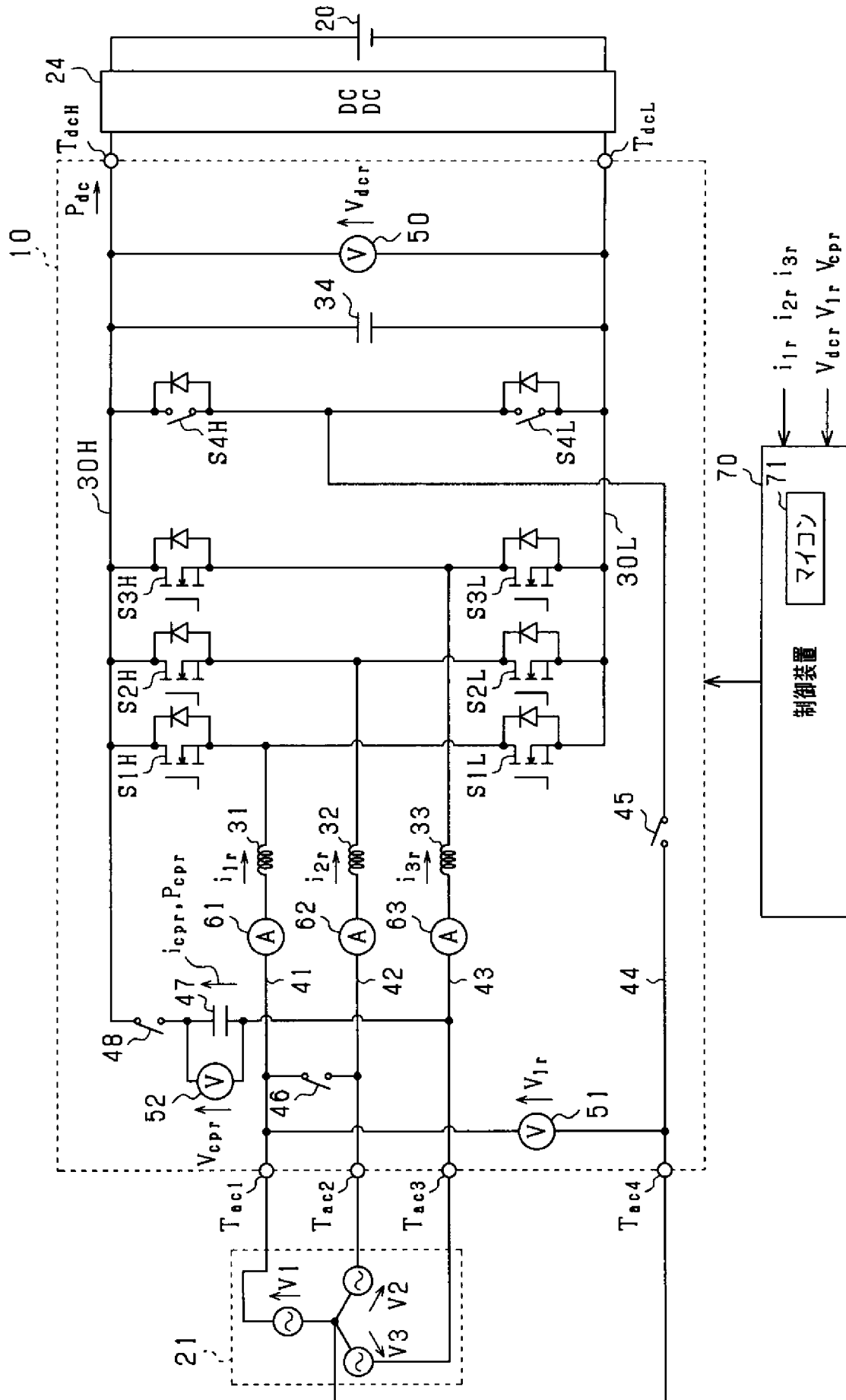
前記单相交流電源が接続されていると判定した場合、前記補償用スイッチ、前記第1单相充電スイッチ及び前記第2单相充電スイッチをオンした状態において、前記第1交流端子及び前記第4交流端子から入力された交流電力を直流電力に変換して前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子から出力すべく、前記第1上アームスイッチ、前記第1下アームスイッチ、前記第2上アームスイッチ及び前記第2下アームスイッチのスイッチング制御を行うとともに、前記補償用蓄電部の充放電によって前記高電位側直流端子及び前記低電位側直流端子から出力される直流電力の脈動を低減すべく、前記第3上アームスイッチ及び前記第3下アームスイッチのスイッチング制御を行う処理と、

を実行させる、プログラム。

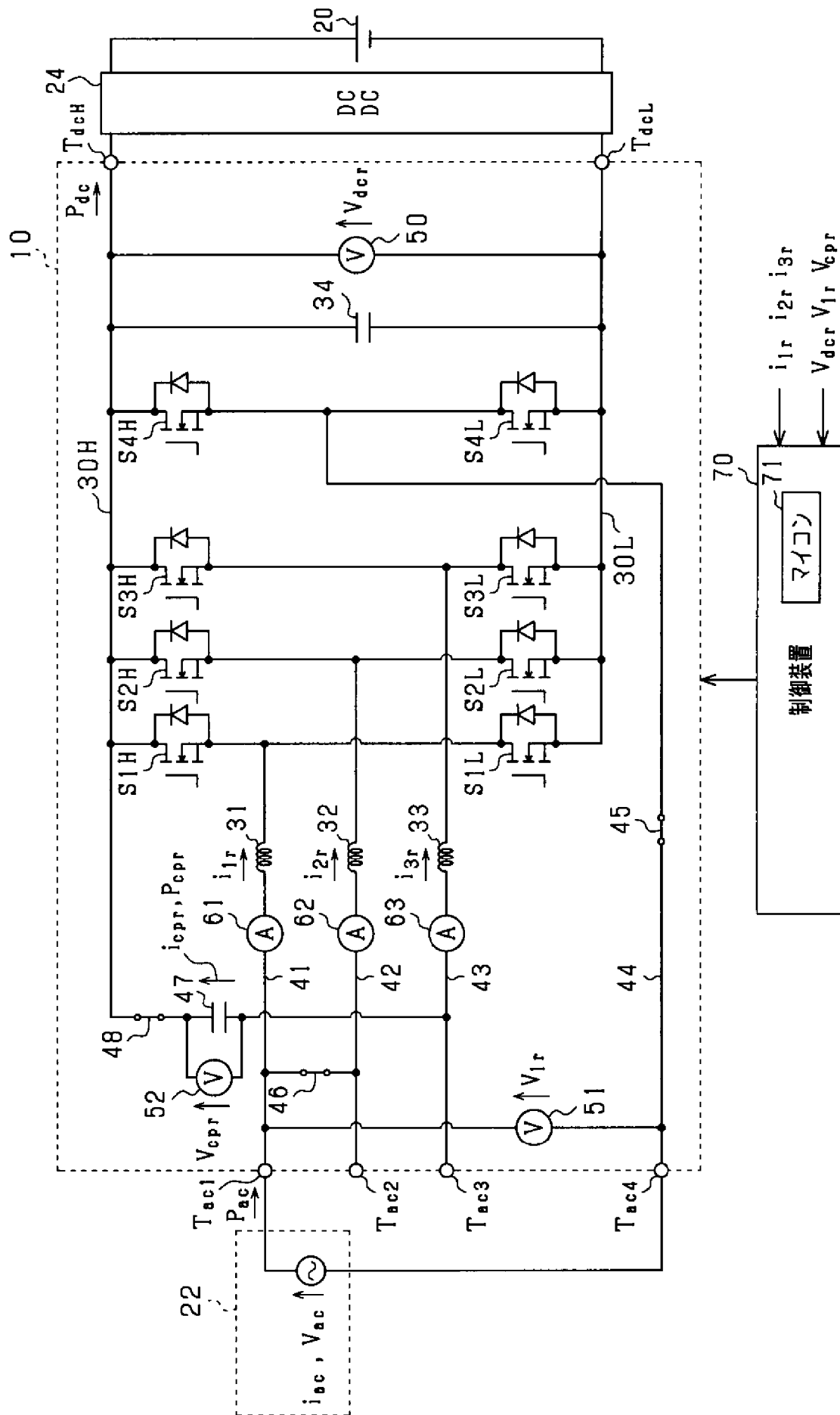
[図1]



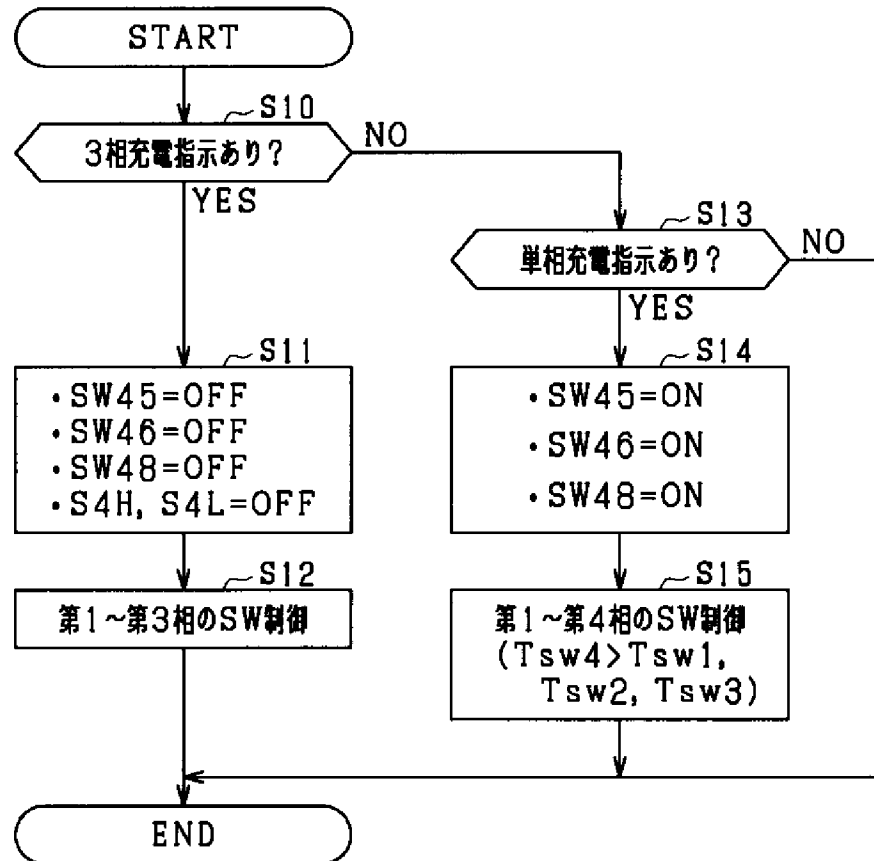
[図2]



[図3]

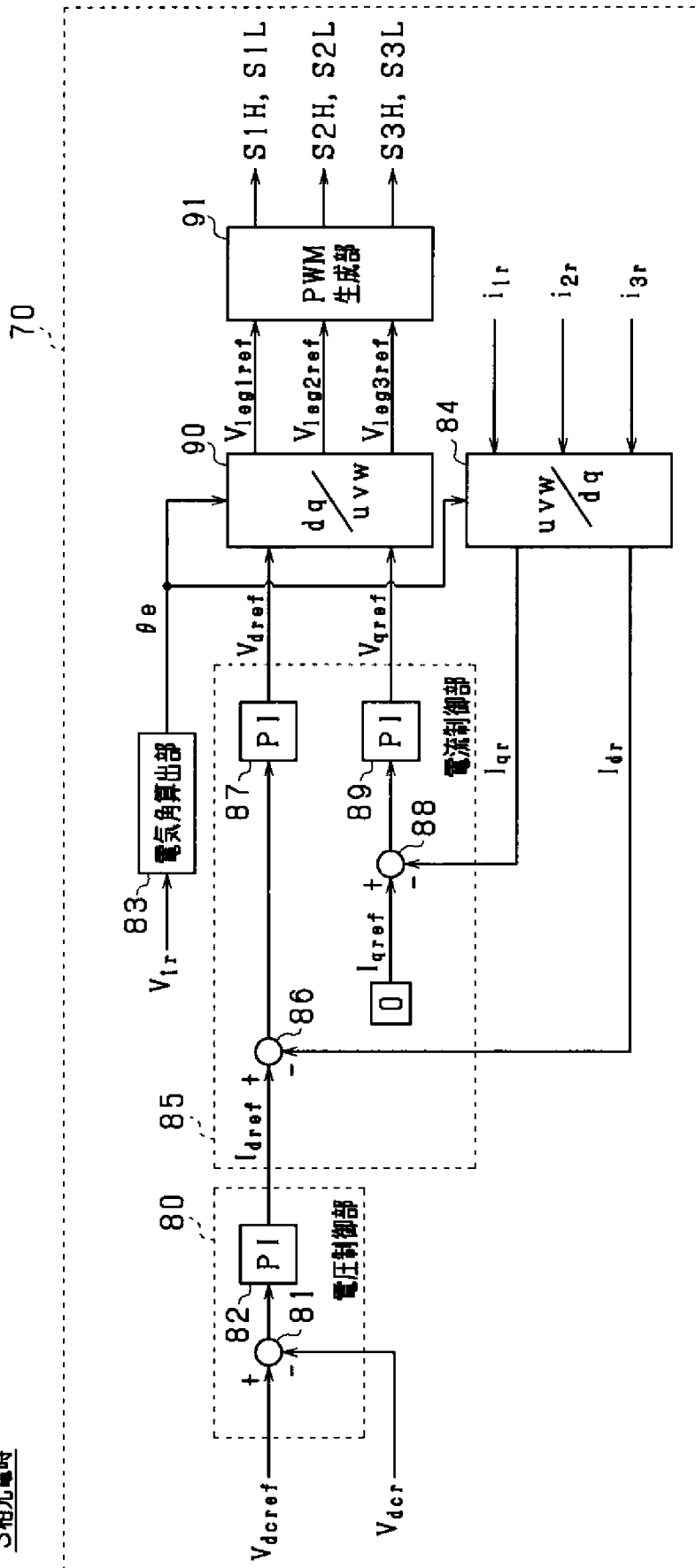


[図4]

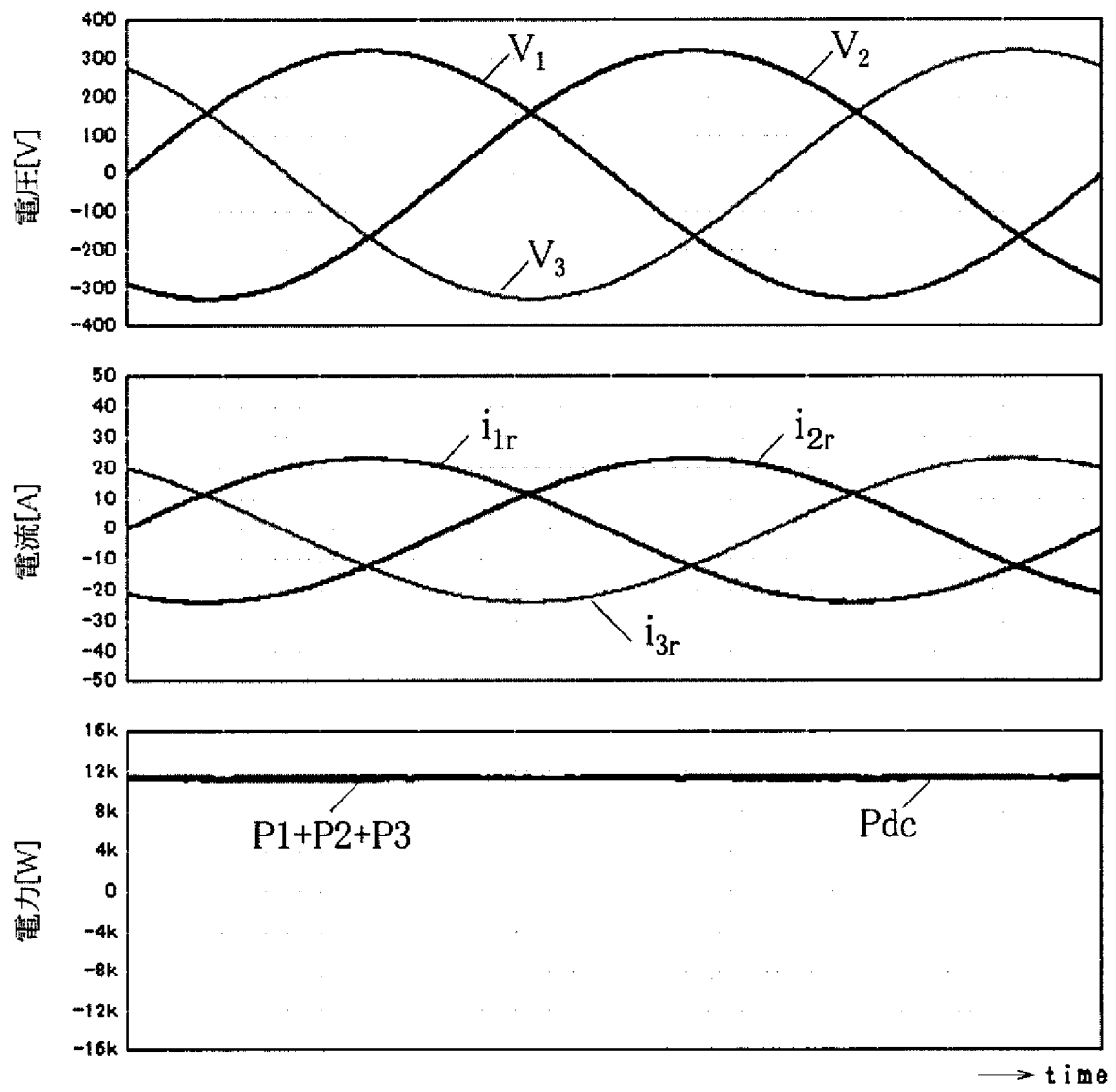


[図5]

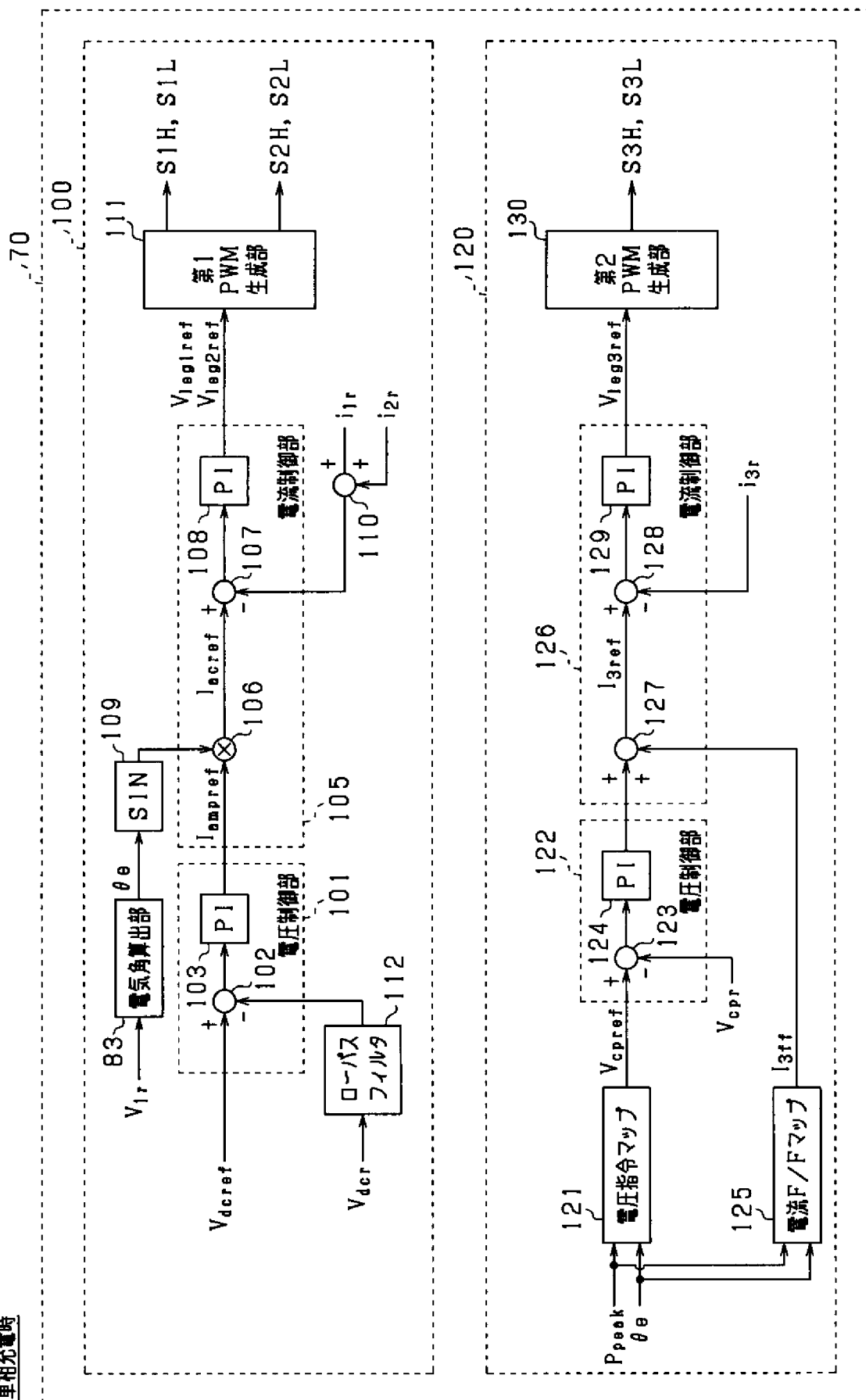
3相充電時



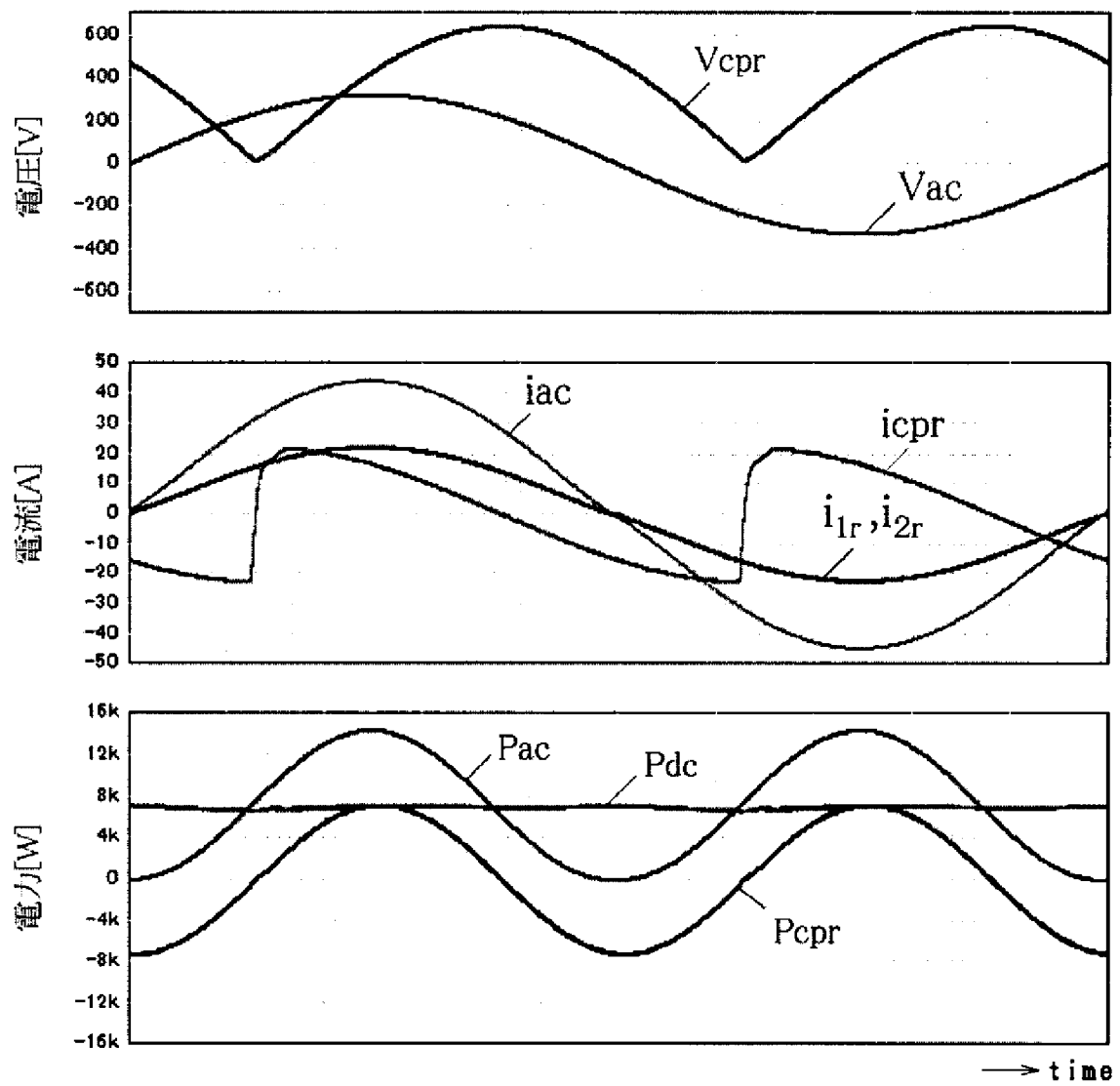
[図6]



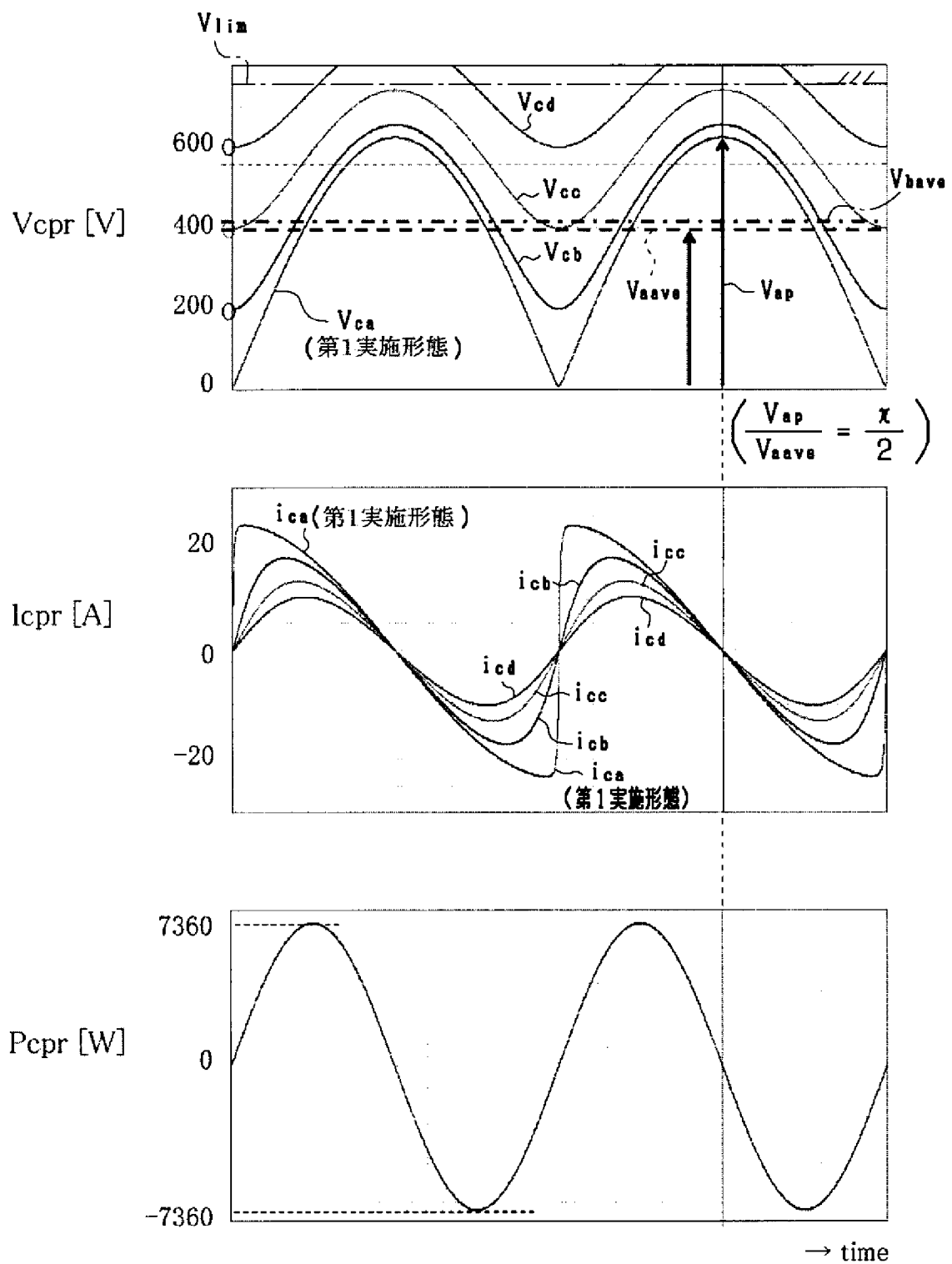
單相充電時



[図8]

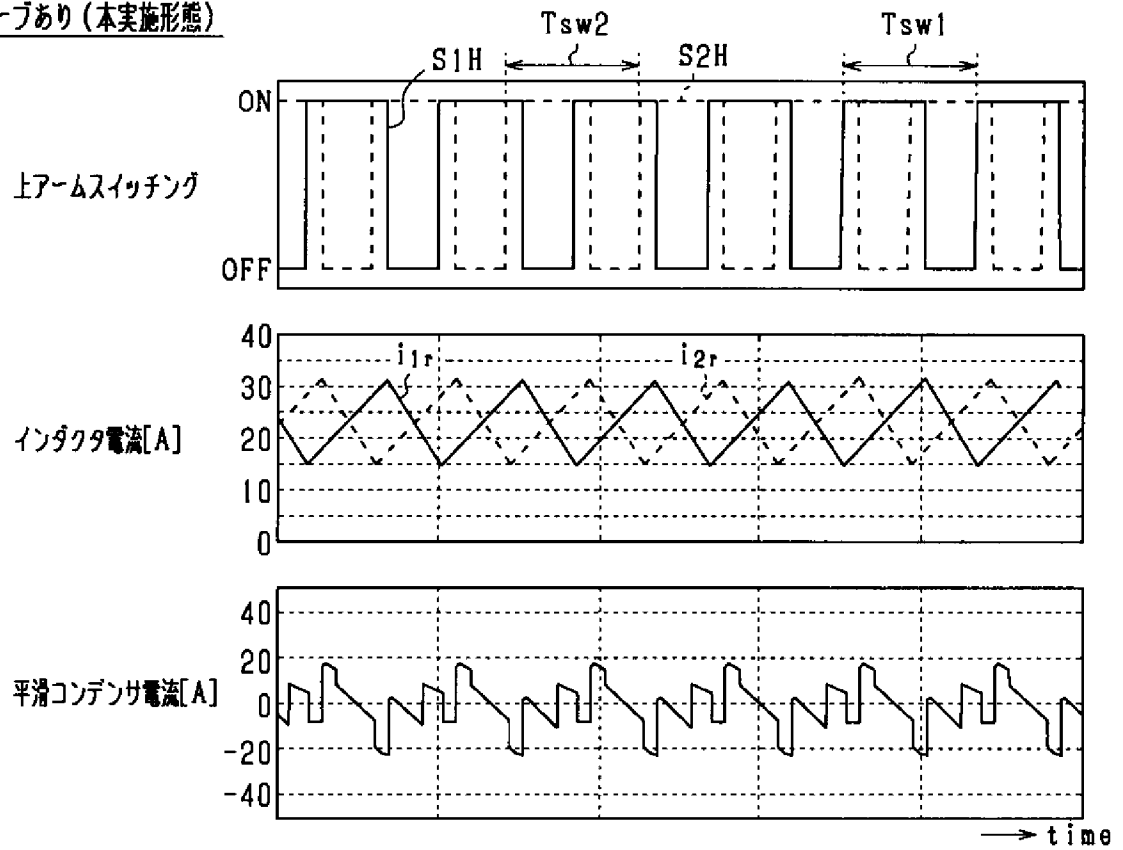


[図9]



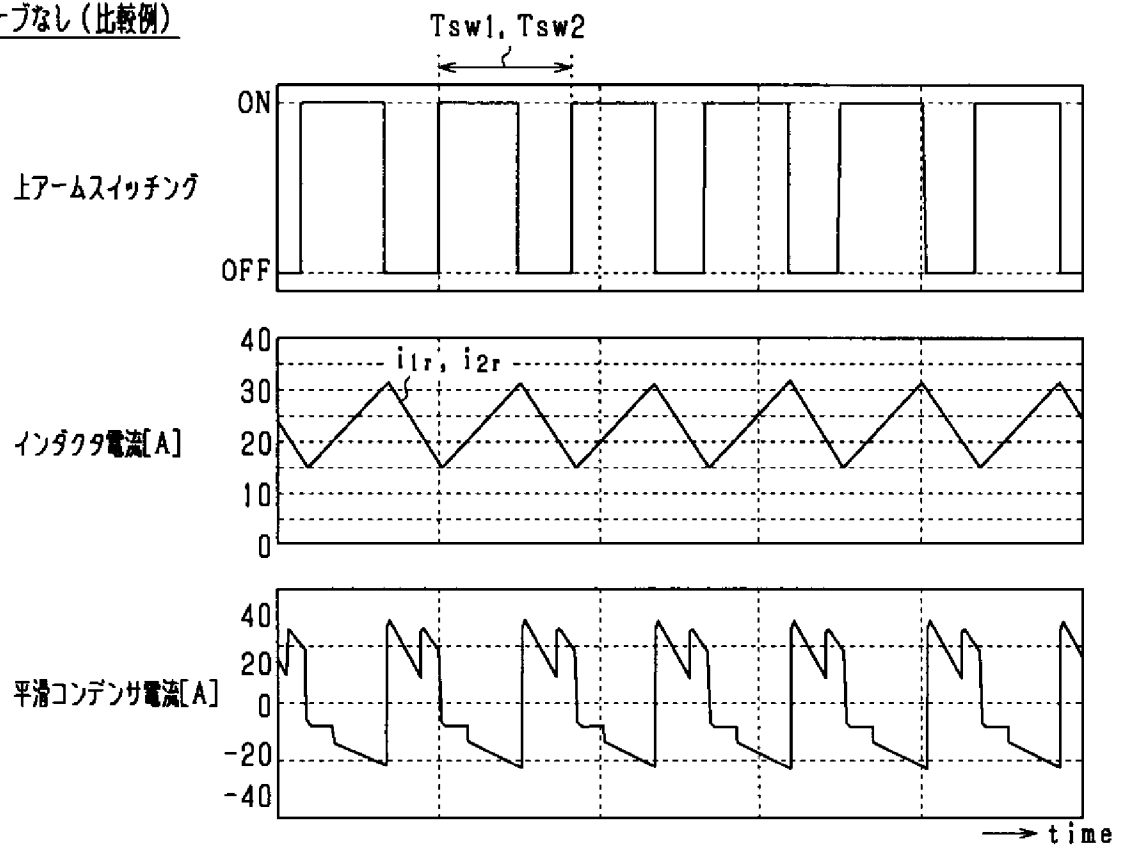
[図10]

インタリーブあり（本実施形態）

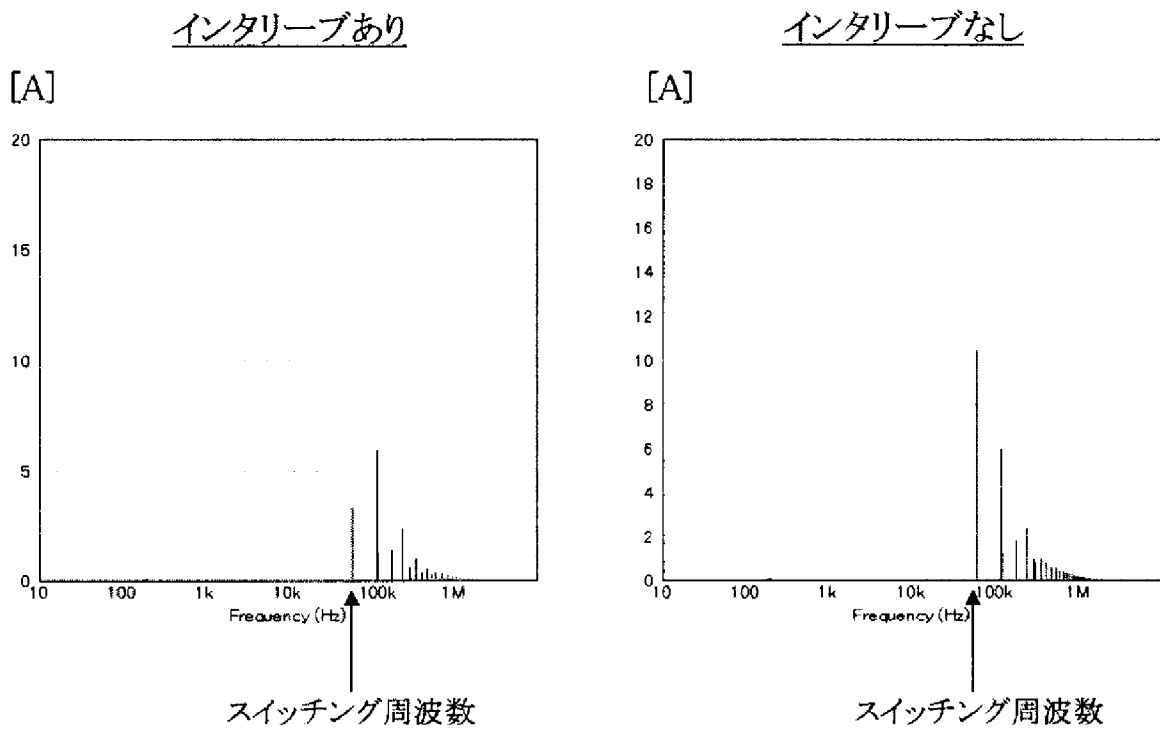


[図11]

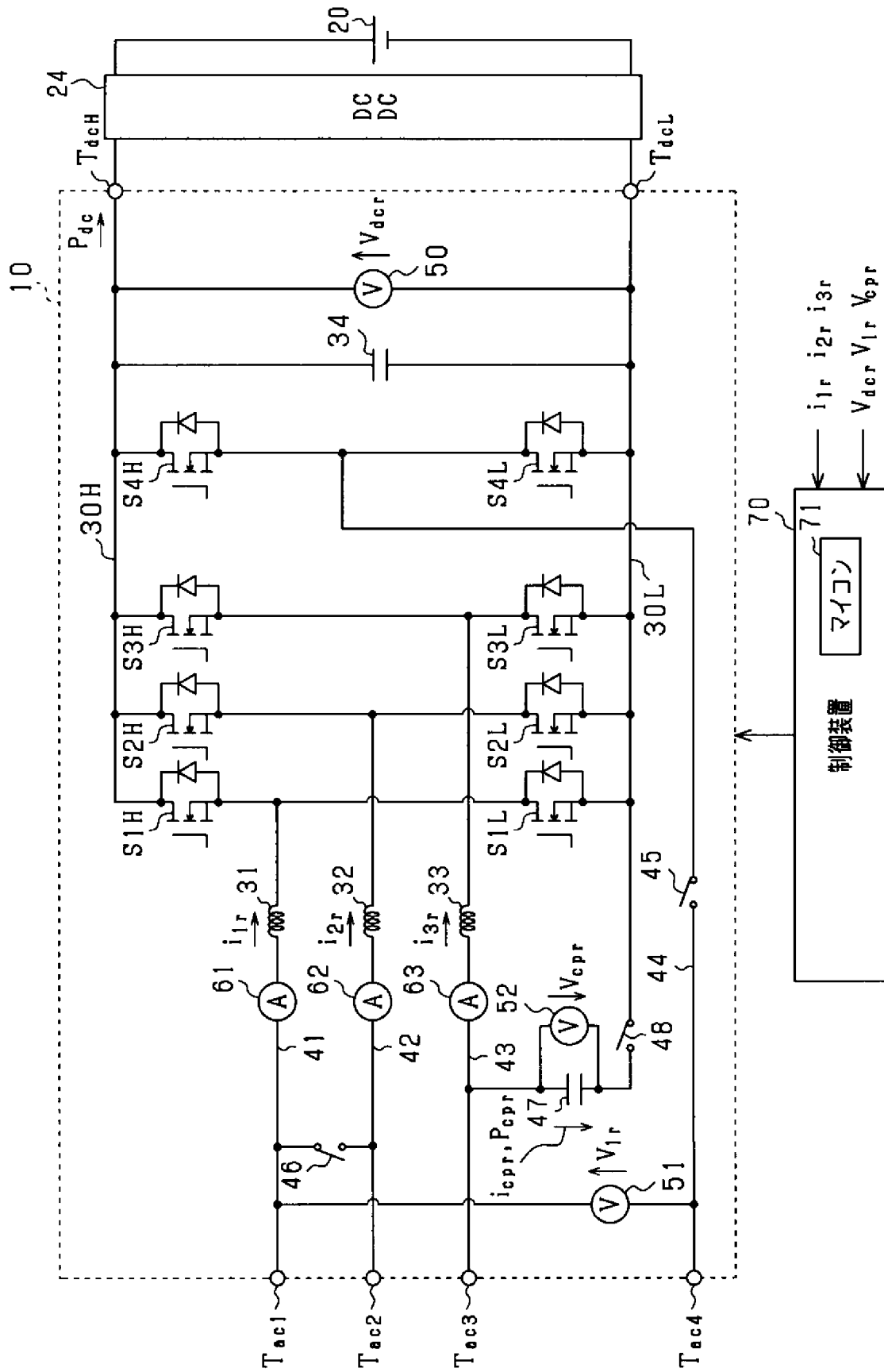
インタリーブなし（比較例）



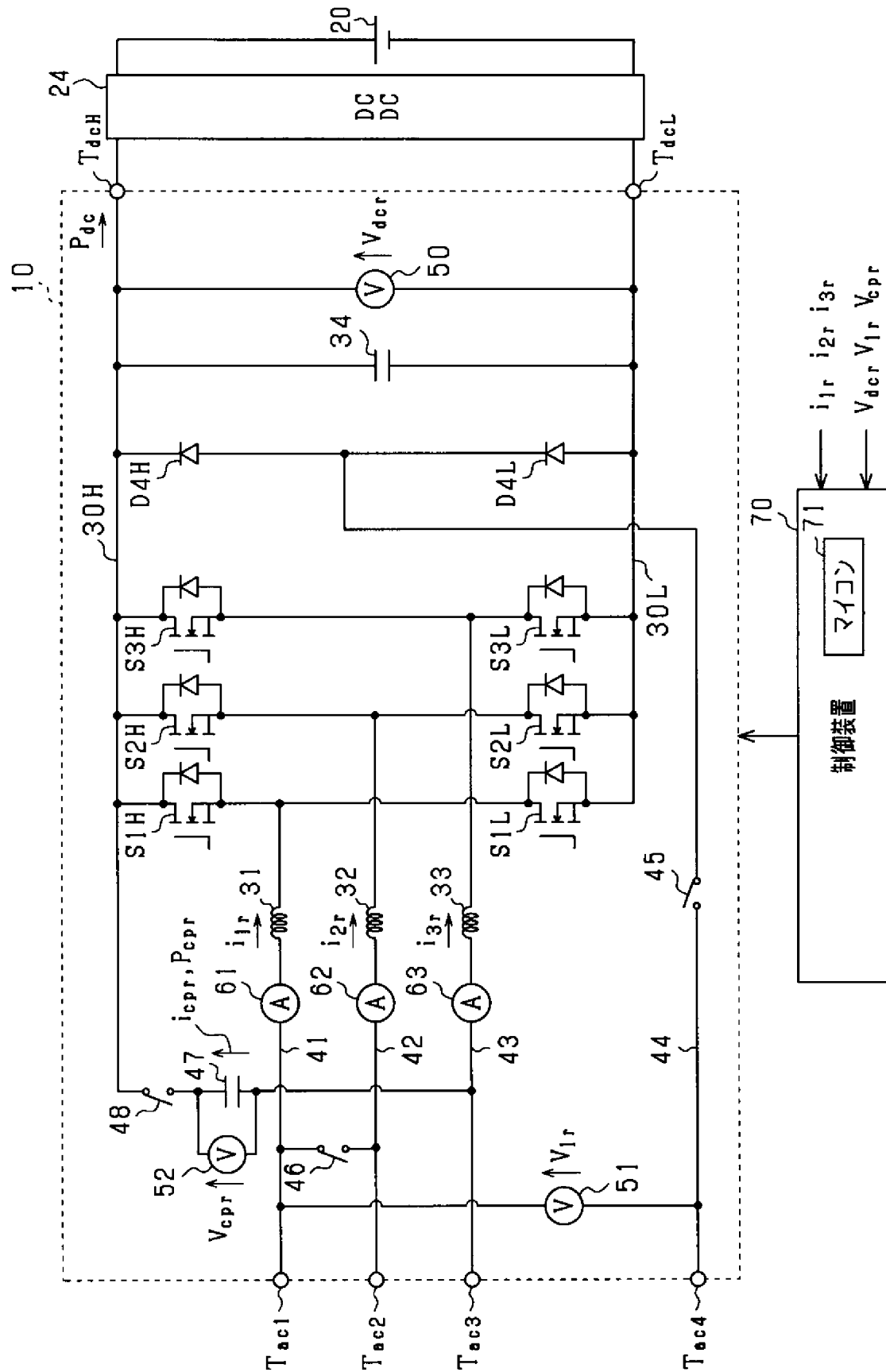
[図12]



[図13]



[図14]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2023/036600

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**H02M 7/12**(2006.01)i; **H02M 1/14**(2006.01)i

FI: H02M7/12 K; H02M1/14

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)

H02M7/12; H02M1/14

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 1971-2023

Registered utility model specifications of Japan 1996-2023

Published registered utility model applications of Japan 1994-2023

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 2022-035987 A (PANASONIC IP MAN CORP) 04 March 2022 (2022-03-04) entire text, all drawings	1-9
A	WO 2020/195060 A1 (PANASONIC IP MAN CORP) 01 October 2020 (2020-10-01) entire text, all drawings	1-9
A	US 2021/0296982 A1 (DELTA-Q TECHNOLOGIES CORP., THE UNIVERSITY OF BRITISH COLUMBIA) 23 September 2021 (2021-09-23) entire text, all drawings	1-9



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

07 November 2023

Date of mailing of the international search report

21 November 2023

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/JP2023/036600

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)			Publication date (day/month/year)
JP	2022-035987	A	04 March 2022	US	2022/0060104	A1	
				entire text, all drawings			
				DE	102021120372	A	
WO	2020/195060	A1	01 October 2020	CN	114079391	A	
				entire text, all drawings			
				EP	3952095	A1	
US	2021/0296982	A1	23 September 2021	CN	113767564	A	
				entire text, all drawings			
				GB	2597118	A	

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） H02M 7/12(2006.01)i; H02M 1/14(2006.01)i FI: H02M7/12 K; H02M1/14		
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）） H02M7/12; H02M1/14 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 1971-2023年 日本国実用新案登録公報 1996-2023年 日本国登録実用新案公報 1994-2023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 2022-035987 A（パナソニックIPマネジメント株式会社）04.03.2022（2022-03-04） 全文、全文	1-9
A	WO 2020/195060 A1（パナソニックIPマネジメント株式会社）01.10.2020（2020-10-01） 全文、全文	1-9
A	US 2021/0296982 A1（DELTA-Q TECHNOLOGIES CORP., THE UNIVERSITY OF BRITISH COLUMBIA）23.09.2021（2021-09-23） 全文、全文	1-9
☐ 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、一般的技术水準を示すもの “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 07.11.2023	国際調査報告の発送日 21.11.2023	
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） 柳下 勝幸 5G 2676 電話番号 03-3581-1101 内線 3526	

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/JP2023/036600

引用文献			公表日	パテントファミリー文献			公表日
JP	2022-035987	A	04.03.2022	US	2022/0060104	A1	
				全文, 全図			
				DE	102021120372	A	
				CN	114079391	A	
WO	2020/195060	A1	01.10.2020	EP	3952095	A1	
				全文, 全図			
				CN	113767564	A	
US	2021/0296982	A1	23.09.2021	GB	2597118	A	
				全文, 全図			