

(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
2025年7月3日(03.07.2025)



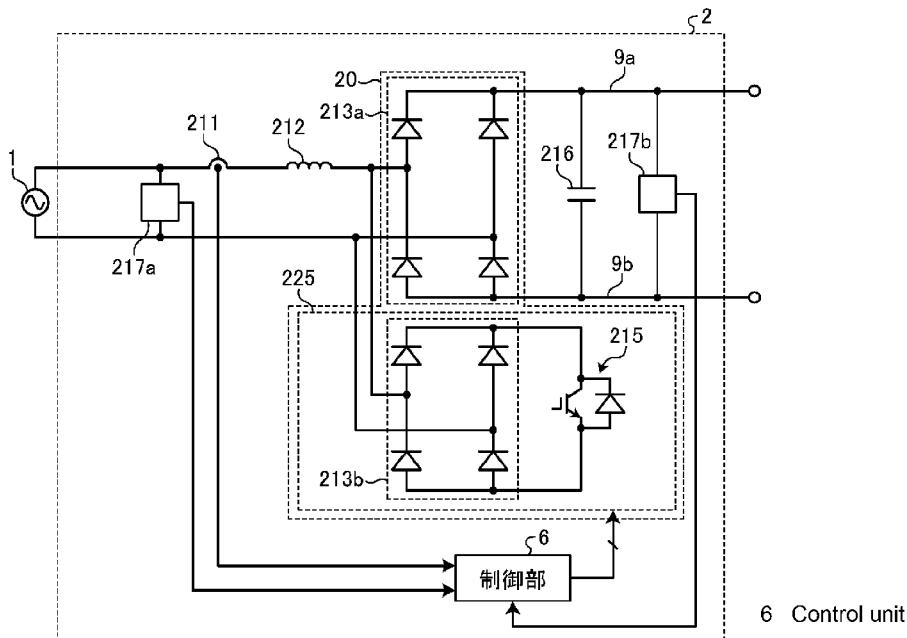
(10) 国際公開番号

WO 2025/141870 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 7/12 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2023/047281
- (22) 国際出願日: 2023年12月28日(28.12.2023)
- (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:三菱電機株式会社(MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 (JP).
- (72) 発明者: 豊留 慎也 (TOYODOME, Shinya); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 (JP). 河内 謙吾 (KAWAUCHI, Kengo); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 (JP). 有澤 浩一 (ARISAWA, Koichi); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 (JP). 畠山 和徳 (HATAKEYAMA, Kazunori); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 (JP).
- (74) 代理人:高村 順 (TAKAMURA, Jun); 〒1000013 東京都千代田区霞が関3丁目8番1号 虎ノ門ダイビルイースト 弁理士法人 酒井国際特許事務所 (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,

(54) Title: AC-DC CONVERSION DEVICE, ROTARY MACHINE DRIVE DEVICE, AND REFRIGERATION CYCLE APPLICATION EQUIPMENT

(54) 発明の名称: 交流直流変換装置、回転機駆動装置及び冷凍サイクル適用機器



(57) Abstract: An AC-DC conversion device (2) has at least one switching element (215) and is provided with: a rectification circuit (20) that rectifies power supply voltage from an AC power source (1); a capacitor (216) that smooths output voltage of the rectification circuit (20); a reactor (212) disposed closer to the AC power source (1) than the capacitor (216); and a control unit (6) for generating a switching signal for controlling the switching element (215). The switching element (215) is disposed closer to the AC power source (1) than the capacitor (216), and the control unit (6) generates a

WO 2025/141870 A1

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, JP, 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))

switching signal such that the pulse width of the switching signal when turning the switching element (215) ON satisfies a conditional expression defined by the period from the zero-cross of the power supply voltage to output of the switching signal, the effective value of the power supply voltage, the inductance of the reactor (212), the angular frequency of power supply current of the AC power source (1), and a specified overcurrent threshold.

(57) 要約: 交流直流変換装置(2)は、少なくとも1つのスイッチング素子(215)を有し、交流電源(1)からの電源電圧を整流する整流回路(20)と、整流回路(20)の出力電圧を平滑するコンデンサ(216)と、コンデンサ(216)よりも交流電源(1)側に配置されるリアクトル(212)と、スイッチング素子(215)を制御するためのスイッチング信号を生成する制御部(6)と、を備え、スイッチング素子(215)は、コンデンサ(216)よりも交流電源(1)側に配置され、制御部(6)は、スイッチング素子(215)をオンするときのスイッチング信号のパルス幅が、電源電圧のゼロクロスからスイッチング信号が出力されるまでの期間、電源電圧の実効値、リアクトル(212)のインダクタンス、交流電源(1)の電源電流の角周波数、及び規定された過電流閾値から定義される条件式を満足するようにスイッチング信号を生成する。

明 細 書

発明の名称：

交流直流変換装置、回転機駆動装置及び冷凍サイクル適用機器

技術分野

[0001] 本開示は、交流電力を所望の直流電力に変換する交流直流変換装置、並びに交流直流変換装置を備えた回転機駆動装置及び冷凍サイクル適用機器に関する。

背景技術

[0002] 交流電源から直流電圧を得る際には、力率改善回路を用いるのが一般的である。力率改善回路は、母線電圧を一定に制御する機能と、高調波規格に準拠可能なように電源電流を制御する機能とを有する。力率改善回路とその制御法の一つである「簡易スイッチング方式」（「部分スイッチング方式」とも呼ばれる）は、交流電源の電圧である電源電圧の半周期に少なくとも1回のスイッチングを行う方式であり、電源電圧のピーク値よりも母線電圧を低く制御できるという特徴を有している。但し、簡易スイッチング方式で交流電源のピーク値よりも母線電圧を低く設定すると、動作回路が昇圧チョッパからコンデンサインプット型のダイオード整流器に切り替わるため、電源電流が歪むという課題がある。

[0003] この課題に対して、下記特許文献1に示される従来技術では、リアクトル容量とスイッチングタイミングとの組合せが高調波規格に準拠できるか否かを、負荷電力ごとに設計を繰り返すことで実現している。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1：特開2000-125545号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0005] しかしながら、特許文献1に記載される従来技術は、高調波規格に準拠で

きるか否かを繰り返しの試行により確認する方法であるため、パルス数が増加するにつれて試行回数が指数関数的に増加してしまうという課題がある。また、制御ゲイン設計についても、定量的且つ一意に設計する指針が明確ではないため、設計完了までに多くの時間を要するという課題がある。このような課題に対して、正弦波指令に対する追従性能が高いS (Sinusoidal) 制御器をP (Proportional) 制御器に並列接続したPS (Proportional Sinusoidal) 制御器を用いることで、電源高調波を抑制する方法がある。ただし、このようなPS制御器を用いた場合でも、動作条件の特性上、スイッチングを行わないパッシブ動作からスイッチングを行うフィードバック制御に切り替える必要があるが、動作条件によっては切り替え時に過電流が発生してしまう可能性があるため対策が必要となる。

[0006] 本開示は、上記に鑑みてなされたものであって、試行錯誤的な調整に頼らずに高調波規格に準拠可能としつつ、過電流の発生を抑制可能な交流直流変換装置を得ることを目的とする。

課題を解決するための手段

[0007] 上述した課題を解決し、目的を達成するために、本開示に係る交流直流変換装置は、少なくとも1つのスイッチング素子を有し、単相交流電源から印加される電源電圧を整流する整流回路と、直流母線に接続され、整流回路の出力電圧を平滑するコンデンサと、コンデンサよりも単相交流電源側に配置されるリアクトルと、スイッチング素子を制御するためのスイッチング信号を生成する制御部と、を備える。スイッチング素子は、コンデンサよりも単相交流電源側に配置される。制御部は、スイッチング素子をオンするときのスイッチング信号のパルス幅が、単相交流電源の電源電圧のゼロクロスからスイッチング信号が出力されるまでの期間、単相交流電源の電源電圧の実効値、リアクトルのインダクタンス、単相交流電源の電源電流の角周波数、及び規定された過電流閾値から定義される条件式を満足するようにスイッチング信号を生成する。

発明の効果

[0008] 本開示に係る交流直流変換装置は、試行錯誤的な調整に頼らずに高調波規格に準拠可能としつつ、過電流の発生を抑制可能である、という効果を奏する。

図面の簡単な説明

- [0009] [図1]実施の形態1に係る回転機駆動装置の構成例を示すブロック図
[図2]実施の形態1に係る交流直流変換装置の構成例を示す回路図
[図3]実施の形態1に係る交流直流変換装置が備える制御部の構成例を示す図
[図4]実施の形態1に係る交流直流変換装置の制御部がP S制御器を備える場合の電源電圧、母線電圧及び電源電流の動作波形例を示す図
[図5]実施の形態1に係る交流直流変換装置の制御部がP S制御器を備える場合の電流高調波特性の一例を示す図
[図6]実施の形態1に係る交流直流変換装置の制御部によるスイッチング信号のオンタイミング及び電源電流の励磁期間の関係の例を示す図
[図7]実施の形態2に係る交流直流変換装置の構成例を示す図
[図8]実施の形態3に係る交流直流変換装置の構成例を示す図
[図9]実施の形態4に係る交流直流変換装置の構成例を示す図
[図10]実施の形態5に係る交流直流変換装置の構成例を示す図
[図11]実施の形態6に係る交流直流変換装置の構成例を示す図
[図12]実施の形態7に係る交流直流変換装置の構成例を示す図
[図13]実施の形態8に係る交流直流変換装置の構成例を示す図
[図14]実施の形態9に係る交流直流変換装置の構成例を示す図
[図15]実施の形態10に係る冷凍サイクル適用機器の構成例を示す図

発明を実施するための形態

[0010] 以下に、本開示の実施の形態に係る交流直流変換装置、回転機駆動装置及び冷凍サイクル適用機器を図面に基づいて詳細に説明する。

[0011] 実施の形態1.

図1は、実施の形態1に係る回転機駆動装置8の構成例を示すブロック図である。回転機駆動装置8は、交流電源1と、モータ41を備える負荷4と

に接続される。回転機駆動装置 8 は、交流直流変換装置 2 と、直流交流変換装置 3 とを備える。交流電源 1 は、電源電圧を交流直流変換装置 2 に印加する単相交流電源である。回転機駆動装置 8 が空気調和機に用いられる場合、負荷 4 は、圧縮機又はファンであり、モータ 4 1 は、圧縮機モータ又はファンモータである。

[0012] 図 2 は、実施の形態 1 に係る交流直流変換装置 2 の構成例を示す回路図である。実施の形態 1 に係る交流直流変換装置 2 は、主たる構成部として、制御部 6 と、整流回路 2 0 と、リアクトル 2 1 2 と、コンデンサ 2 1 6 とを備える。また、交流直流変換装置 2 は、電圧又は電流の検出手段として、電流検出部 2 1 1 と、電圧検出部 2 1 7 a, 2 1 7 b とを備える。

[0013] 整流回路 2 0 は、4 つのダイオードをブリッジ接続した単相ダイオードブリッジセル 2 1 3 a, 2 1 3 b と、単相ダイオードブリッジセル 2 1 3 b の両端に並列に接続されるスイッチング素子 2 1 5 とを備える。単相ダイオードブリッジセル 2 1 3 a, 2 1 3 b は、交流電源 1 に対して互いに並列に接続される。図 2 に示すような整流回路 2 0 は、「簡易スイッチング回路」と呼ばれる。単相ダイオードブリッジセル 2 1 3 b 及びスイッチング素子 2 1 5 は、スイッチングセル 2 2 5 を構成する。スイッチング素子 2 1 5 は、コンデンサ 2 1 6 よりも交流電源 1 側に配置される。スイッチング素子 2 1 5 は、電源電圧の半周期に少なくとも 1 回のスイッチング動作を行う。このように、整流回路 2 0 は、少なくとも 1 つのスイッチング素子 2 1 5 を有し、交流電源 1 から印加される電源電圧を整流する。

[0014] リアクトル 2 1 2 は、コンデンサ 2 1 6 よりも交流電源 1 側に配置される。整流回路 2 0 は、交流電源 1 から印加される電源電圧をリアクトル 2 1 2 を介して受電し、受電した電源電圧を整流する。コンデンサ 2 1 6 は、直流母線 9 a と直流母線 9 b との間に接続される。コンデンサ 2 1 6 は、整流回路 2 0 の出力電圧を平滑する。

[0015] 電圧検出部 2 1 7 b は、コンデンサ 2 1 6 が接続される直流母線 9 a, 9 b の電圧である母線電圧 V_{dc} を検出する。電圧検出部 2 1 7 a は、電源電圧

を検出する。電流検出部 211 は、交流電源 1 と整流回路 20 との間に流れる電源電流を検出する。

[0016] 制御部 6 には、電圧検出部 217 a, 217 b 及び電流検出部 211 の各検出値が入力される。制御部 6 は、各々の検出値に基づいて、スイッチング素子 215 のオン及びオフを制御するためのスイッチング信号を生成する。

[0017] スwitching素子 215 の一例は、図示の IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) であるが、IGBT に限定されない。スイッチング素子 215 としては、スイッチング動作が可能であれば、どのような素子を用いてもよい。スイッチング素子 215 の他の例は、MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) である。

[0018] また、図 2 に示す交流直流変換装置 2 は、電圧検出部 217 a, 217 b 及び電流検出部 211 の各検出値を用いるクローズドループで構成されているが、目標値、推定値などを用いるオープンループで構成されていてもよい。交流直流変換装置 2 がオープンループで構成されている場合、電圧検出部 217 a, 217 b 及び電流検出部 211 の各検出値を使用せずに、スイッチング素子 215 を制御することも可能である。

[0019] 制御部 6 は、前述のように、電圧検出部 217 a, 217 b 及び電流検出部 211 の各検出値に基づいてスイッチング信号を生成する。制御部 6 がスイッチング信号を生成する方法には様々な方法があるが、ここでは制御部 6 が電流 PS 制御を行う場合について説明する。図 3 は、実施の形態 1 に係る交流直流変換装置 2 が備える制御部 6 の構成例を示す図である。制御部 6 は、電流 PS 制御を行う電流制御器である PS 制御器 60 を備える。図 3 に示すような PS 制御器 60 を用いた構成で電流 PS 制御を行う場合の伝達関数 $G_{ACR(s)}$ は、以下の (1) 式で表すことができる。

[0020] [数1]

$$G_{ACR(s)} = K_{pACR} + \frac{K_{sACR} s}{s^2 + \omega_n^2} \quad \dots (1)$$

[0021] (1) 式において、ACR は Automatic Current Regulator の略である。

また、 K_{pACR} は比例ゲインであり、 K_{sACR} はS制御ゲインであり、 ω_n は角周波数であり、 s はラプラス演算子である。PS制御器60において、比例ゲイン K_{pACR} 、S制御ゲイン K_{sACR} 及び角周波数 ω_n は、任意に決定することができる。PS制御とは、比例制御（P制御）に加えて \cos 関数のラプラス変換表現であるS制御を導入した制御である。PS制御器60は、図3に示すように、上段のP制御器に対して下段のS制御器が並列に接続される構成となる。S制御器は、角周波数 ω_n で正弦波入力に対する追従性能を向上させる特徴を持つ。S制御器において、角周波数 ω_n で脈動する入力に対して追従性能が向上する理由は、内部モデル原理から説明できる。内部モデル原理とは、ラプラス変換表記した指令値の分母多項式と同一の因子をコントローラの分母に有していれば、指令値に対して偏差なく追従できるというものである。

[0022] なお、制御部6は、図3に示す構成において、電流指令値 I_L^* と加振信号とを乗算する乗算器の電流指令値 I_L^* の入力側に、伝達関数の零点をフィルタの極で打ち消し、伝達関数の応答を調節するためのフィルタである目標値フィルタを備える構成であってもよい。図3に示す制御部6の構成は、制御部6がスイッチング信号を生成するための構成を示しているが、PS制御器60よりも前段部分及びPS制御器60よりも後段部分は一般的な構成のため、詳細な説明については省略する。

[0023] また、制御部6は、電流制御器としてPS制御器60を備えているが、PS制御器60の構成は図3の例に限定されない。例えば、制御部6は、複数のS制御器を含むPS制御器60を備えていてもよい。このように、制御部6は交流電源1の電源電流を制御する電流制御器であるPS制御器60を含み、電流制御器であるPS制御器60は、正弦波に対して内部モデル原理を満足する制御器を少なくとも1つ備えるものとする。

[0024] 図4は、実施の形態1に係る交流直流変換装置2の制御部6がPS制御器60を備える場合の電源電圧、母線電圧 V_d 、及び電源電流の動作波形例を示す図である。図4の上段には、母線電圧 V_d 、及び電源電圧の絶対値の波形が

示され、図4の下段には、検出電源電流、検出電源電流の基本波成分及び電源電流指令値の波形が示されている。図4の下段に示されるように、検出電源電流の基本波成分は電源電流指令値にほぼ一致している。このことから、制御部6に正弦波入力に対して追従性能の高いPS制御器60を適用すれば、母線電圧 V_{dc} が電源電圧の絶対値のピーク値以下となる条件であっても、検出電源電流の基本波が電源電流指令値に追従できることが分かる。なお、図4では、母線電圧 V_{dc} が電源電圧の絶対値のピーク値以下となる動作条件の結果を示したが、母線電圧 V_{dc} が電源電圧の絶対値のピーク値を超える動作条件であっても、検出電源電流の基本波が電源電流指令値に追従することは言うまでも無い。

[0025] 図5は、実施の形態1に係る交流直流変換装置2の制御部6がPS制御器60を備える場合の電流高調波特性の一例を示す図である。図5で用いた電流高調波規格は、IEC (International Electrotechnical Commission) 61000-3-2クラスAである。なお、IEC 61000-3-2クラスAは電流高調波規格の例示であり、この規格に限定されるものではない。図5では、IEC 61000-3-2クラスAに示される2次から40次までの電流高調波規格値を実線で示している。また、図5では、定格動作時における2次から40次までの高調波成分の実効値を破線で示している。定格動作時の高調波成分は、交流直流変換装置2を定格電力で動作させたときに流れる電源電流から電源電流の基本波成分を除いた残りの成分を表している。なお、本稿では、2次から40次までの高調波を「低次高調波」と定義する。図5によれば、2次から40次までにおいて、破線の波形は実線の波形を下回っている。このことから、制御部6に正弦波入力に対して追従性能の高いPS制御器60を適用すれば、電源電流に含まれる低次高調波が電源電流の高調波規格値に準拠していることが分かる。なお、図5では、定格動作時の高調波成分を一例として示したが、PS制御器60による高調波成分の抑制効果は、定格動作時以外でも得られることは言うまでも無い。

[0026] ここで、交流直流変換装置2において、制御部6は、母線電圧 V_{dc} が電源

電圧のピーク値よりも小さい条件で母線電圧 V_{dc} を制御する場合、動作条件の特性上、スイッチング素子 215 のスイッチングを行わないパッシブ動作から、スイッチング素子 215 のスイッチングを行うフィードバック制御に切り替える必要がある。このとき、動作条件、例えば、スイッチング素子 215 をオンするタイミング及びスイッチング素子 215 をオンする期間であるスイッチング信号のパルス幅が適切ではない場合、制御の切り替え時に交流直流変換装置 2 で過電流、過電圧などが発生してしまう可能性がある。そのため、制御部 6 は、制御の切り替え時において過電流、過電圧などの発生を抑制するような対策が必要となる。本実施の形態において、制御部 6 は、母線電圧 V_{dc} が電源電圧のピーク値よりも小さい条件において、フィードバック制御を開始するタイミング、すなわちスイッチング素子 215 をオンするタイミングを、電源電圧のゼロクロス又は交流電源 1 の電源電流がゼロとなる期間とすることで過電流、過電圧などの発生を防止する。本実施の形態において、フィードバック制御とは、前述の電流 PS 制御のことである。

[0027] 以下、交流直流変換装置 2 において、過電流、過電圧などの発生を抑制してスイッチング素子 215 のスイッチングを行う動作条件について説明する。具体的には、交流直流変換装置 2 において過電流、過電圧などが発生するのはスイッチング素子 215 によるフィードバック制御開始後の第一のパルスのときであるので、スイッチング素子 215 のスイッチングを 1 回行う部分スイッチング制御時の動作波形を例にして、過電流、過電圧などが生じる条件について述べる。なお、過電流及び過電圧が発生するタイミングは同様のタイミングとし、以降では、過電流の発生を抑制する場合を例にして説明する。また、本実施の形態の考え方については、制御部 6 が交流電源 1 の電源電圧の半周期に 2 回以上スイッチング素子 215 のスイッチングを行うような制御にも適用可能であり、制御部 6 は、このような制御のときでも過電流の発生を抑制することができる。

[0028] 図 6 は、実施の形態 1 に係る交流直流変換装置 2 の制御部 6 によるスイッチング信号のオンタイミング及び電源電流 i_L の励磁期間の関係の例を示す図

である。図6を用いて、過電流にならない動作条件を、電源電流 i_L の式を用いて表す。電源電流 i_L の定式化にあたり、時間表現よりも位相表現の方が扱いやすいため、位相で表現された電源電流 i_L の式を導出する。前提条件として、電源電圧 v_s は (2) 式と定義する。なお、(2) 式中の V_s は交流電源1から供給される電源電圧 v_s の実効値である。

[0029] [数2]

$$v_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega t \quad \dots(2)$$

[0030] (1) α 区間: $0 \leq \theta \leq \alpha$ ($t_0 \leq t \leq t_1$)

α 区間は、スイッチング素子 215 がオフ、かつ電源電圧 v_s が母線電圧 V_{dc} よりも低いため、電源電流 i_{L1} はゼロになるので (3) 式となる。

[0031] [数3]

$$i_{L1} = 0 \quad \dots(3)$$

[0032] (2) β 区間: $\alpha \leq \theta \leq \alpha + \beta$ ($t_1 \leq t \leq t_2$)

β 区間は、スイッチング素子 215 がオンしてリアクトル 212 にエネルギーが蓄えられる区間となる。 β 区間におけるリアクトル 212 に関する微分方程式は (4) 式で表される。

[0033] [数4]

$$L \frac{di_L}{dt} = v_s \quad \dots(4)$$

[0034] (4) 式において、図6に示すように時間 t が t_1 以上 t_2 以下の任意の時間であるとして、両辺を時間積分すると (5) 式が得られる。

[0035] [数5]

$$\begin{aligned} i_L &= \frac{1}{L} \int_{t_1}^t v_s dt \\ &= \frac{\sqrt{2}V_s}{L} \int_{t_1}^t \sin \omega t dt \\ &= -\frac{\sqrt{2}V_s}{\omega L} [\cos \omega t - \cos \omega t_1] \\ &= \frac{\sqrt{2}V_s}{\omega L} (\cos \omega t_1 - \cos \omega t) \quad \dots(5) \end{aligned}$$

[0036] (5) 式で得られた電源電流 i_L の式を位相表現に換算する。 $\theta = \omega t$ とすると、位相換算された β 区間での電源電流 i_{L2} は (6) 式で表される。

[0037] [数6]

$$i_{L2} = \frac{\sqrt{2}V_s}{\omega L} (\cos \alpha - \cos \theta) \quad \dots (6)$$

[0038] (3) γ 区間: $\alpha + \beta \leq \theta \leq \alpha + \beta + \gamma$ ($t_2 \leq t \leq t_3$)

γ 区間は、電源電流 i_L が直流側に通流する区間となる。 γ 区間におけるリアクトル 212 に関する微分方程式は (7) 式で表される。

[0039] [数7]

$$L \frac{di_L}{dt} = v_s - V_{dc} \quad \dots (7)$$

[0040] (7) 式において、図 6 に示すように時間 t が t_2 以上 t_3 以下の任意の時間であるとして、両辺を時間積分すると (8) 式が得られる。

[0041] [数8]

$$\begin{aligned} i_L &= \frac{1}{L} \int_{t_2}^t v_s - V_{dc} dt \\ &= \frac{\sqrt{2}V_s}{L} \int_{t_2}^t \sin \omega t - V_{dc} dt \\ &= \frac{1}{L} \left\{ \frac{\sqrt{2}V_s}{\omega} (\cos \omega t_2 - \cos \omega t) - V_{dc}(t - t_2) \right\} \quad \dots (8) \end{aligned}$$

[0042] ここで、 γ 区間の初期値を考える。 γ 区間の初期値は β 区間の最終値であるため (9) 式で表される。

[0043] [数9]

$$i_L = \frac{\sqrt{2}V_s}{\omega L} (\cos \omega t_1 - \cos \omega t_2) \quad \dots (9)$$

[0044] よって、 γ 区間での電源電流 i_L は (10) 式で表される。

[0045]

[数10]

$$\begin{aligned} i_L &= \frac{1}{L} \left\{ \frac{\sqrt{2}V_s}{\omega} (\cos \omega t_2 - \cos \omega t) - V_{dc}(t - t_2) \right\} + \frac{\sqrt{2}V_s}{\omega L} (\cos \omega t_1 - \cos \omega t_2) \\ &= \frac{1}{L} \left\{ \frac{\sqrt{2}V_s}{\omega} (\cos \omega t_1 - \cos \omega t) - V_{dc}(t - t_2) \right\} \quad \dots (10) \end{aligned}$$

[0046] (10)式で得られた電源電流 i_L の式を位相表現に換算する。 $\theta = \omega t$ とすると、位相換算された γ 区間での電源電流 i_{L3} は (11) 式で表される。

[0047] [数11]

$$i_{L3} = \frac{1}{\omega L} \left\{ \sqrt{2}V_s (\cos \alpha - \cos \theta) - V_{dc}(\theta - \alpha - \beta) \right\} \quad \dots (11)$$

[0048] (4) $\pi - (\alpha + \beta + \gamma)$ 区間： $\alpha + \beta + \gamma \leq \theta \leq \pi$ ($t_3 \leq t \leq T/2$)
 $\pi - (\alpha + \beta + \gamma)$ 区間は、スイッチング素子 215 がオフ、かつ電源電圧 v_s が母線電圧 V_{dc} よりも低いため、電源電流 i_{L4} はゼロになるので (12) 式となる。

[0049] [数12]

$$i_{L4} = 0 \quad \dots (12)$$

[0050] 以上が、交流電源 1 の電源電圧 v_s の半周期に 1 回スイッチング素子 215 のスイッチングを行うときの電源電流 i_L の式である。前述のように、交流電源 1 の電源電圧 v_s の半周期に 2 回以上スイッチング素子 215 のスイッチングを行う場合についても同様に、リアクトル 212 に印加される電圧の関係式を導出することで、電源電流 i_L の式を導出することができる。

[0051] 次に、過電流を主に引き起こす β 区間の励磁期間の電流が過電流となる条件を導出する。ここで、電源電流 i_L が過電流になったか否かを判定するための閾値を過電流閾値 I_{oc} とすると、過電流となる条件は (6) 式より、(13) 式と表すことができる。

[0052] [数13]

$$I_{oc} \geq \frac{\sqrt{2}V_s}{\omega L} (\cos \alpha - \cos \theta) \quad \dots (13)$$

[0053] (13) 式より、過電流となるスイッチング信号の立下り時の位相は (1

4) 式で表される。

[0054] [数14]

$$\begin{aligned} \cos \theta &\geq -\frac{I_{OC}\omega L}{\sqrt{2}V_s} + \cos \alpha \\ \theta &\geq \cos^{-1}\left(-\frac{I_{OC}\omega L}{\sqrt{2}V_s} + \cos \alpha\right) \end{aligned} \quad \dots(14)$$

[0055] (14) 式より、過電流となるスイッチング信号のオン位相である β 区間の条件式は (15) 式で表される。

[0056] [数15]

$$\beta \geq \cos^{-1}\left(-\frac{I_{OC}\omega L}{\sqrt{2}V_s} + \cos \alpha\right) - \alpha \quad \dots(15)$$

[0057] なお、制御部 6 は、 γ 区間で電源電流 i_L が過電流閾値 I_{OC} を超えないようにするためには、 β 区間で (15) 式を満足する条件で制御を行う、すなわちスイッチング素子 215 をオンする必要がある。 β 区間において (6) 式から (13) 式が得られたように、 γ 区間で電源電流 i_L が過電流閾値 I_{OC} を超えないためには、 γ 区間の (11) 式の右辺が過電流閾値 I_{OC} を超えないような条件にする。

[0058] また、制御部 6 は、電源電流 i_L が過電流にならなければ、ダイオード整流器として動作している条件においてスイッチング素子 215 をオンしてもよい。

[0059] このように、交流直流変換装置 2 において、制御部 6 は、スイッチング素子 215 をオンするときのスイッチング信号のパルス幅である β 区間が、交流電源 1 の電源電圧 v_s のゼロクロスからスイッチング信号が出力されるまでの期間である α 区間、交流電源 1 の電源電圧 v_s の実効値 V_s 、リアクトル 212 のインダクタンス L 、交流電源 1 の電源電流 i_L の角周波数 ω 、及び規定された過電流閾値 I_{OC} から定義される条件式を満足するようにスイッチング信号を生成する。このとき、条件式は、交流電源 1 の電源電圧 v_s の半周期に 1 回スイッチング素子 215 がオンする際にリアクトル 212 に印加される電圧の関係式から導出されるリアクトル 212 に通流する電源電流 i_L が過電

流閾値 I_{β} となるときのスイッチング信号のパルス幅である β 区間の位相角によって定義される。なお、交流電源 1 の電源電圧 v_s の実効値 V_s については、 $\sqrt{2}$ 倍にして交流電源 1 の電源電圧 v_s の最大値又はピーク値と表記してもよい。 $\sqrt{2}$ は、2 の平方根とする。

[0060] 以上説明したように、本実施の形態によれば、交流直流変換装置 2 の制御部 6 は、母線電圧 V_{dc} が交流電源 1 の電源電圧 v_s のピーク値よりも小さい条件において、フィードバック制御を開始するタイミングすなわちスイッチング素子 215 をオンするタイミングを、交流電源 1 の電源電圧 v_s のゼロクロス又は交流電源 1 の電源電流 i_L がゼロとなる期間とする。制御部 6 は、具体的には、(15) 式を満たす条件でスイッチング素子 215 のスイッチングをオンする。これにより、制御部 6 は、試行錯誤的な調整に頼らずに高調波規格に準拠可能としつつ、フィードバック制御を開始するタイミングすなわちスイッチング素子 215 をオンするタイミングにおいて、交流直流変換装置 2 での過電流、過電圧などの発生を防止することができる。

[0061] また、制御部 6 は、スイッチング素子 215 をオンする β 区間で過電流、過電圧などの発生を防止するとともに、 β 区間の次の区間であって、 β 区間よりも交流電源 1 の電源電圧 v_s が大きくなる γ 区間においても、過電流、過電圧などの発生を防止することができる。

[0062] 実施の形態 2.

実施の形態 2 では、実施の形態 1 で説明した制御部 6 を備える交流直流変換装置 2 の上記とは異なる例について説明する。なお、実施の形態 1 で説明した交流直流変換装置 2 の構成部と同一又は同等の機能を有する構成部には同一の符号を付して示し、重複する内容の説明は割愛する。

[0063] 図 7 は、実施の形態 2 に係る交流直流変換装置 2 の構成例を示す図である。図 7 の交流直流変換装置 2 では、整流回路 20 は、フル PAM (Pulse Amplitude Modulation: パルス振幅変調) 回路と呼ばれる構成である。整流回路 20 は、単相ダイオードブリッジセル 213a と、スイッチング素子 215 と、ダイオード 218 とを備える。単相ダイオードブリッジセル 213a

において、スイッチング素子 215 は、電源電圧の半周期に少なくとも 1 回のスイッチング動作を行う。実施の形態 2 では、交流直流変換装置 2 の制御部 6 の制御として P I R (Proportional Integral Resonant: 比例積分共振) 制御を適用した構成について説明する。

[0064] 図 2 の構成で説明したリアクトル 212 は、単相ダイオードブリッジセル 213 a とダイオード 218 との間に配置される。スイッチング素子 215 は、単相ダイオードブリッジセル 213 a とコンデンサ 216 との間において、これらの単相ダイオードブリッジセル 213 a 及びコンデンサ 216 に対して互いに並列に接続される。また、図 2 の構成で説明した電流検出部 211 は、単相ダイオードブリッジセル 213 a とダイオード 218 との間に配置される。

[0065] 図 2 及び図 7 の構成において、スイッチング素子 215 及びリアクトル 212 の配置位置及び接続形態は異なっているが、何れの構成においても、スイッチング素子 215 及びリアクトル 212 は、コンデンサ 216 よりも交流電源 1 側に配置されている。これらの配置関係は、後述する他の実施の形態でも同様である。

[0066] なお、図 7 では、スイッチング素子 215 を IGBT で示しているが、スイッチング動作が可能であれば、どのような素子を用いてもよい。また、図 7 に示す交流直流変換装置 2 はクローズドループで構成されているが、オープンループで構成されていてもよい。交流直流変換装置 2 がオープンループで構成される場合、電圧検出部 217 a, 217 b 及び電流検出部 211 の検出値を使用しなくてもよい。

[0067] また、実施の形態 1 に図 7 のフル PAM 回路を用いてもよく、実施の形態 2 に図 2 の簡易スイッチング回路を用いてもよい。即ち、交流直流変換装置 2 が昇圧機能又は降圧機能を有している場合、整流回路 20 は少なくとも 1 つのスイッチング素子を備えているが、本稿で説明する制御手法は、当該スイッチング素子を制御する制御方式が異なっても適用可能である。

[0068] 次に、P I R 制御器の伝達関数について説明する。まず、P I R 制御器の

伝達関数 $G_{PIR}(s)$ は、以下の (16) 式で表すことができる。

[0069] [数16]

$$G_{PIR}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{2\omega_1 K_r s}{s^2 + 2\omega_1 s + \omega_2^2} \quad \dots (16)$$

[0070] 上記 (16) 式において、 K_p は比例ゲインであり、 K_i は積分ゲインであり、 K_r は共振制御ゲインであり、 ω_1 は電流制御応答の角周波数であり、 ω_2 は追従させたい正弦波指令の角周波数である。このような伝達関数 $G_{PIR}(s)$ を有する P I R 制御器を、実施の形態 1 の制御部 6 に適用してもよい。P I R 制御器を用いることでも、P S 制御と同様の効果を得ることができる。

[0071] 以上説明したように、実施の形態 2 に係る制御部 6 において、P I R 制御を適用する。P S 制御に代えて P I R 制御を適用した場合であっても、実施の形態 1 と同様な効果を得ることができる。

[0072] 実施の形態 3.

実施の形態 3 では、実施の形態 1 で説明した制御部 6 を備える交流直流変換装置 2 の上記とは異なる例について説明する。なお、実施の形態 1 で説明した交流直流変換装置 2 の構成部と同一又は同等の機能を有する構成部には同一の符号を付して示し、重複する内容の説明は割愛する。

[0073] 図 8 は、実施の形態 3 に係る交流直流変換装置 2 の構成例を示す図である。図 8 の交流直流変換装置 2 では、整流回路 20 が 4 つのスイッチング素子 220 a, 220 b, 220 c, 220 d を備える单相 H ブリッジセルで構成されている。なお、図 8 に示す整流回路 20 の構成及び動作は公知であり、ここでの更なる説明は割愛する。

[0074] 制御部 6 は、4 つのスイッチング素子 220 a, 220 b, 220 c, 220 d に対し、実施の形態 1 で説明した制御手法を使用してスイッチング信号を生成して駆動する。これにより、図 8 に示す交流直流変換装置 2 においても、実施の形態 1 と同様な効果を得ることができる。

[0075] なお、図 8 では、スイッチング素子 220 a, 220 b, 220 c, 220 d を IGBT で示しているが、スイッチング動作が可能であれば、どのよ

うな素子を用いてもよい。また、図8に示す交流直流変換装置2はクローズドループで構成されているが、オープンループで構成されていてもよい。交流直流変換装置2がオープンループで構成される場合、電圧検出部217a, 217b及び電流検出部211の検出値を使用しなくてもよい。

[0076] 実施の形態4.

実施の形態4では、実施の形態1で説明した制御部6を備える交流直流変換装置2の上記とは異なる例について説明する。なお、実施の形態1で説明した交流直流変換装置2の構成部と同一又は同等の機能を有する構成部には同一の符号を付して示し、重複する内容の説明は割愛する。

[0077] 図9は、実施の形態4に係る交流直流変換装置2の構成例を示す図である。図9の交流直流変換装置2では、整流回路20が、2つのダイオード218a, 218bと、2つのスイッチング素子220c, 220dとを備える単相Hブリッジセルで構成されている。図9に示す整流回路20では、一方のレグがダイオード218a, 218bの直列回路で構成され、もう一方のレグがスイッチング素子220c, 220dの直列回路で構成されている。なお、図9に示す整流回路20の構成及び動作は公知であり、ここでの更なる説明は割愛する。

[0078] 制御部6は、2つのスイッチング素子220c, 220dに対し、実施の形態1で説明した制御手法を使用してスイッチング信号を生成して駆動する。これにより、図9に示す交流直流変換装置2においても、実施の形態1と同様な効果を得ることができる。

[0079] なお、図9では、スイッチング素子220c, 220dをIGBTで示しているが、スイッチング動作が可能であれば、どのような素子を用いてもよい。また、図9に示す交流直流変換装置2はクローズドループで構成されているが、オープンループで構成されていてもよい。交流直流変換装置2がオープンループで構成される場合、電圧検出部217a, 217b及び電流検出部211の検出値を使用しなくてもよい。

[0080] 実施の形態5.

実施の形態5では、実施の形態1で説明した制御部6を備える交流直流変換装置2の上記とは異なる例について説明する。なお、実施の形態1で説明した交流直流変換装置2の構成部と同一又は同等の機能を有する構成部には同一の符号を付して示し、重複する内容の説明は割愛する。

[0081] 図10は、実施の形態5に係る交流直流変換装置2の構成例を示す図である。図10の交流直流変換装置2では、整流回路20が、2つのダイオード218a、218cと、2つのスイッチング素子220b、220dとを備える単相Hブリッジセルで構成されている。図10に示す整流回路20では、2つのレグにおける上アームにダイオード218a、218cが配置され、2つのレグにおける下アームにスイッチング素子220b、220dが配置されている。なお、図10に示す整流回路20の構成及び動作は公知であり、ここでの更なる説明は割愛する。

[0082] 制御部6は、2つのスイッチング素子220b、220dに対し、実施の形態1で説明した制御手法を使用してスイッチング信号を生成して駆動する。これにより、図10に示す交流直流変換装置2においても、実施の形態1と同様な効果を得ることができる。

[0083] なお、図10では、スイッチング素子220b、220dをIGBTで示しているが、スイッチング動作が可能であれば、どのような素子を用いてもよい。また、図10に示す交流直流変換装置2はクローズドループで構成されているが、オープンループで構成されていてもよい。交流直流変換装置2がオープンループで構成される場合、電圧検出部217a、217b及び電流検出部211の検出値を使用しなくてもよい。

[0084] 実施の形態6.

実施の形態6では、実施の形態1で説明した制御部6を備える交流直流変換装置2の上記とは異なる例について説明する。なお、実施の形態1で説明した交流直流変換装置2の構成部と同一又は同等の機能を有する構成部には同一の符号を付して示し、重複する内容の説明は割愛する。

[0085] 図11は、実施の形態6に係る交流直流変換装置2の構成例を示す図であ

る。図11の交流直流変換装置2では、整流回路20が、2つのダイオード218a, 218bと、4つのスイッチング素子220a, 220b, 220c, 220dと、コンデンサ216bと、電圧検出部217cとを備える単相Hブリッジセルで構成されている。電圧検出部217cは、整流回路20の外部に設けられていてもよい。なお、図11では、これまでのコンデンサ216をコンデンサ216aとして表している。

[0086] 図11に示す整流回路20では、一方のレグがダイオード218a, 218bの直列回路で構成され、もう一方のレグがスイッチング素子220a, 220b, 220c, 220dの直列回路で構成されている。コンデンサ216bは、スイッチング素子220a, 220bの接続点と、スイッチング素子220c, 220dの接続点との間に接続されている。電圧検出部217cは、コンデンサ216bの電圧を検出し、その検出値を制御部6に出力する。制御部6は、電圧検出部217a, 217b, 217c及び電流検出部211の各々の検出値に基づいて、スイッチング素子220a, 220b, 220c, 220dを制御するためのスイッチング信号を生成する。なお、図11に示す整流回路20の構成及び動作は公知であり、ここでの更なる説明は割愛する。

[0087] 制御部6は、4つのスイッチング素子220a, 220b, 220c, 220dに対し、実施の形態1で説明した制御手法を使用してスイッチング信号を生成して駆動する。これにより、図11に示す交流直流変換装置2においても、実施の形態1と同様な効果を得ることができる。

[0088] なお、図11では、スイッチング素子220a, 220b, 220c, 220dをIGBTで示しているが、スイッチング動作が可能であれば、どのような素子を用いてもよい。また、図11に示す交流直流変換装置2はクロードループで構成されているが、オープンループで構成されていてもよい。交流直流変換装置2がオープンループで構成される場合、電圧検出部217a, 217b, 217c及び電流検出部211の検出値を使用しなくてもよい。

[0089] 実施の形態 7.

実施の形態 7 では、実施の形態 1 で説明した制御部 6 を備える交流直流変換装置 2 の上記とは異なる例について説明する。なお、実施の形態 1 で説明した交流直流変換装置 2 の構成部と同一又は同等の機能を有する構成部には同一の符号を付して示し、重複する内容の説明は割愛する。

[0090] 図 1 2 は、実施の形態 7 に係る交流直流変換装置 2 の構成例を示す図である。図 1 2 の交流直流変換装置 2 では、整流回路 2 0 が、単相 Hブリッジセル 2 2 1 と、スイッチングセル 2 2 2 とで構成される。単相 Hブリッジセル 2 2 1 は、2つのダイオード 2 1 8 a, 2 1 8 c と、2つのスイッチング素子 2 2 0 b, 2 2 0 d とを備える。スイッチングセル 2 2 2 は、4つのスイッチング素子 2 2 0 e, 2 2 0 f, 2 2 0 g, 2 2 0 h と、コンデンサ 2 1 6 c と、電圧検出部 2 1 7 c とを備える。電圧検出部 2 1 7 c は、スイッチングセル 2 2 2 の外部に設けられていてもよい。

[0091] 図 1 2 に示す単相 Hブリッジセル 2 2 1 では、2つのレグにおける上アームにダイオード 2 1 8 a, 2 1 8 c が配置され、2つのレグにおける下アームにスイッチング素子 2 2 0 b, 2 2 0 d が配置されている。また、図 1 2 に示すスイッチングセル 2 2 2 では、4つのスイッチング素子 2 2 0 e, 2 2 0 f, 2 2 0 g, 2 2 0 h がブリッジ接続されている。コンデンサ 2 1 6 c は、スイッチング素子 2 2 0 e, 2 2 0 f とからなる第 1レグと、スイッチング素子 2 2 0 g, 2 2 0 h とからなる第 2レグとに対して互いに並列に接続されている。

[0092] 電圧検出部 2 1 7 c は、コンデンサ 2 1 6 c の電圧を検出し、その検出値を制御部 6 に出力する。制御部 6 は、電圧検出部 2 1 7 a, 2 1 7 b, 2 1 7 c 及び電流検出部 2 1 1 の各々の検出値に基づいて、スイッチング素子 2 2 0 b, 2 2 0 d, 2 2 0 e, 2 2 0 f, 2 2 0 g, 2 2 0 h を制御するためのスイッチング信号を生成する。なお、図 1 2 に示す整流回路 2 0 の構成及び動作は公知であり、ここでの更なる説明は割愛する。

[0093] 制御部 6 は、6つのスイッチング素子 2 2 0 b, 2 2 0 d, 2 2 0 e, 2

20 f, 220 g, 220 h) に対し、実施の形態 1 で説明した制御手法を使用してスイッチング信号を生成して駆動する。これにより、図 12 に示す交流直流変換装置 2 においても、実施の形態 1 と同様な効果を得ることができる。

[0094] なお、図 12 では、スイッチング素子 220 b, 220 d, 220 e, 220 f, 220 g, 220 h を IGBT で示しているが、スイッチング動作が可能であれば、どのような素子を用いてもよい。また、図 12 に示す交流直流変換装置 2 はクローズドループで構成されているが、オープンループで構成されていてもよい。交流直流変換装置 2 がオープンループで構成される場合、電圧検出部 217 a, 217 b, 217 c 及び電流検出部 211 の検出値を使用しなくてもよい。

[0095] 実施の形態 8.

実施の形態 8 では、実施の形態 1 で説明した制御部 6 を備える交流直流変換装置 2 の上記とは異なる例について説明する。なお、実施の形態 1 で説明した交流直流変換装置 2 の構成部と同一又は同等の機能を有する構成部には同一の符号を付して示し、重複する内容の説明は割愛する。

[0096] 図 13 は、実施の形態 8 に係る交流直流変換装置 2 の構成例を示す図である。図 13 の交流直流変換装置 2 では、整流回路 20 が、単相ダイオードブリッジセル 213 a と、スイッチングセル 225 とで構成される。スイッチングセル 225 は、単相ダイオードブリッジセル 213 b と、2 つのスイッチング素子 220 a, 220 b による直列回路とを備える。直列回路は、単相ダイオードブリッジセル 213 b に並列に接続されている。図 13 では、図 2 のコンデンサ 216 が直列接続される 2 つのコンデンサ 216 a, 216 b に置き替えられている。直列接続されたコンデンサ 216 a, 216 b は、直流母線 9 a, 9 b 間に接続される。

[0097] 制御部 6 は、電圧検出部 217 a, 217 b 及び電流検出部 211 の各々の検出値に基づいて、スイッチング素子 220 a, 220 b を制御するためのスイッチング信号を生成する。なお、図 13 に示す整流回路 20 の構成及

び動作は公知であり、ここでの更なる説明は割愛する。

[0098] 制御部6は、2つのスイッチング素子220a, 220bに対し、実施の形態1で説明した制御手法を使用してスイッチング信号を生成して駆動する。これにより、図13に示す交流直流変換装置2においても、実施の形態1と同様な効果を得ることができる。

[0099] なお、図13では、スイッチング素子220a, 220bをIGBTで示しているが、スイッチング動作が可能であれば、どのような素子を用いてもよい。また、図13に示す交流直流変換装置2はクローズドループで構成されているが、オープンループで構成されていてもよい。交流直流変換装置2がオープンループで構成される場合、電圧検出部217a, 217b及び電流検出部211の検出値を使用しなくてもよい。

[0100] 実施の形態9.

実施の形態9では、実施の形態1で説明した制御部6を備える交流直流変換装置2の上記とは異なる例について説明する。なお、実施の形態1で説明した交流直流変換装置2の構成部と同一又は同等の機能を有する構成部には同一の符号を付して示し、重複する内容の説明は割愛する。

[0101] 図14は、実施の形態9に係る交流直流変換装置2の構成例を示す図である。図14の交流直流変換装置2では、整流回路20が、単相ダイオードブリッジセル213aと、インタリーブセル219とで構成される。インタリーブセル219は、フルPAM回路の構成において、リアクトル、スイッチング素子及びダイオードの組を2つにしたものである。具体的に、インタリーブセル219は、リアクトル2191a, 2191bと、ダイオード2192a, 2192bと、スイッチング素子2193a, 2193bとを備える。なお、図14に示す整流回路20の構成及び動作は公知であり、ここでの更なる説明は割愛する。

[0102] 制御部6は、2つのスイッチング素子2193a, 2193bに対し、実施の形態1で説明した制御手法を使用してスイッチング信号を生成して駆動する。これにより、図14に示す交流直流変換装置2においても、実施の形

態 1 と同様な効果を得ることができる。

[0103] なお、図 1 4 では、スイッチング素子 2 1 9 3 a, 2 1 9 3 b を I G B T で示しているが、スイッチング動作が可能であれば、どのような素子を用いてもよい。また、図 1 4 に示す交流直流変換装置 2 はクローズドループで構成されているが、オープンループで構成されていてもよい。交流直流変換装置 2 がオープンループで構成される場合、電圧検出部 2 1 7 a, 2 1 7 b 及び電流検出部 2 1 1 の検出値を使用しなくてもよい。また、図 1 4 では、インタリーブセル 2 1 9 が 2 段で構成される例を示しているが、インタリーブセル 2 1 9 は 3 段以上で構成されていてもよい。また、実施の形態 1 から実施の形態 8 に示した整流回路 2 0 もインタリーブ構成にしてもよい。

[0104] 実施の形態 1 0 .

図 1 5 は、実施の形態 1 0 に係る冷凍サイクル適用機器 9 0 0 の構成例を示す図である。実施の形態 1 0 に係る冷凍サイクル適用機器 9 0 0 は、実施の形態 1 で説明した回転機駆動装置 8 を備える。すなわち、冷凍サイクル適用機器 9 0 0 は、実施の形態 1 で説明した交流直流変換装置 2 を備える。実施の形態 1 0 に係る冷凍サイクル適用機器 9 0 0 は、空気調和機、冷蔵庫、冷凍庫、ヒートポンプ給湯器といった冷凍サイクルを備える製品に適用することが可能である。

[0105] 冷凍サイクル適用機器 9 0 0 は、実施の形態 1 におけるモータ 4 1 を内蔵した圧縮機 4 2 と、四方弁 9 0 2 と、室内熱交換器 9 0 6 と、膨張弁 9 0 8 と、室外熱交換器 9 1 0 とが冷媒配管 9 1 2 を介して取り付けられている。圧縮機 4 2 の内部には、冷媒を圧縮する圧縮機構 9 0 4 と、圧縮機構 9 0 4 を動作させるモータ 4 1 とが設けられている。冷凍サイクル適用機器 9 0 0 は、四方弁 9 0 2 の切替動作により暖房運転又は冷房運転をすることができる。

[0106] 圧縮機構 9 0 4 は、可変速制御されるモータ 4 1 によって駆動される。暖房運転時には、実線矢印で示すように、冷媒が圧縮機構 9 0 4 で加圧されて送り出され、四方弁 9 0 2、室内熱交換器 9 0 6、膨張弁 9 0 8、室外熱交

換器 910 及び四方弁 902 を通って圧縮機構 904 に戻る。冷房運転時には、破線矢印で示すように、冷媒が圧縮機構 904 で加圧されて送り出され、四方弁 902、室外熱交換器 910、膨張弁 908、室内熱交換器 906 及び四方弁 902 を通って圧縮機構 904 に戻る。暖房運転時には、室内熱交換器 906 が凝縮器として作用して熱放出を行い、室外熱交換器 910 が蒸発器として作用して熱吸収を行う。冷房運転時には、室外熱交換器 910 が凝縮器として作用して熱放出を行い、室内熱交換器 906 が蒸発器として作用し、熱吸収を行う。膨張弁 908 は、冷媒を減圧して膨張させる。

[0107] なお、実施の形態 10 に係る冷凍サイクル適用機器 900 は、実施の形態 1 で説明した回転機駆動装置 8 を備えるものとして説明したが、これに限定されない。実施の形態 2 から実施の形態 9 で説明した整流回路 20 を備える回転機駆動装置 8 を備えていてもよい。また、実施の形態 1 の制御手法を適用できるものであれば、実施の形態 1 から実施の形態 9 で説明した整流回路 20 以外の整流回路を備える回転機駆動装置 8 でもよい。

[0108] 以上の実施の形態に示した構成は、一例を示すものであり、別の公知の技術と組み合わせることも可能であるし、実施の形態同士を組み合わせることも可能であるし、要旨を逸脱しない範囲で、構成の一部を省略、変更することも可能である。

符号の説明

[0109] 1 交流電源、2 交流直流変換装置、3 直流交流変換装置、4 負荷、6 制御部、8 回転機駆動装置、9a, 9b 直流母線、20 整流回路、41 モータ、42 圧縮機、60 PS制御器、211 電流検出部、212, 2191a, 2191b リアクトル、213a, 213b 単相ダイオードブリッジセル、215, 220a~220h, 2193a, 2193b スwitching素子、216, 216a~216c コンデンサ、217a~217c 電圧検出部、218, 218a~218c, 2192a, 2192b ダイオード、219 インタリーブセル、221 単相Hブリッジセル、222, 225 スwitchingセル、900 冷凍サイクル

適用機器、902 四方弁、904 圧縮機構、906 室内熱交換器、908 膨張弁、910 室外熱交換器、912 冷媒配管。

請求の範囲

- [請求項1] 少なくとも1つのスイッチング素子を有し、単相交流電源から印加される電源電圧を整流する整流回路と、
- 直流母線に接続され、前記整流回路の出力電圧を平滑するコンデンサと、
- 前記コンデンサよりも前記単相交流電源側に配置されるリアクトルと、
- 前記スイッチング素子を制御するためのスイッチング信号を生成する制御部と、
- を備え、
- 前記スイッチング素子は、前記コンデンサよりも前記単相交流電源側に配置され、
- 前記制御部は、前記スイッチング素子をオンするときの前記スイッチング信号のパルス幅が、前記単相交流電源の電源電圧のゼロクロスから前記スイッチング信号が出力されるまでの期間、前記単相交流電源の前記電源電圧の実効値、前記リアクトルのインダクタンス、前記単相交流電源の電源電流の角周波数、及び規定された過電流閾値から定義される条件式を満足するように前記スイッチング信号を生成する、
- 交流直流変換装置。
- [請求項2] 前記条件式は、前記単相交流電源の電源電圧の半周期に1回前記スイッチング素子がオンする際に前記リアクトルに印加される電圧の関係式から導出される前記リアクトルに通流する電源電流が前記過電流閾値となる時の前記スイッチング信号の前記パルス幅の位相角によって定義される、
- 請求項1に記載の交流直流変換装置。
- [請求項3] 前記制御部は前記単相交流電源の前記電源電流を制御する電流制御器を含み、前記電流制御器は、正弦波に対して内部モデル原理を満足

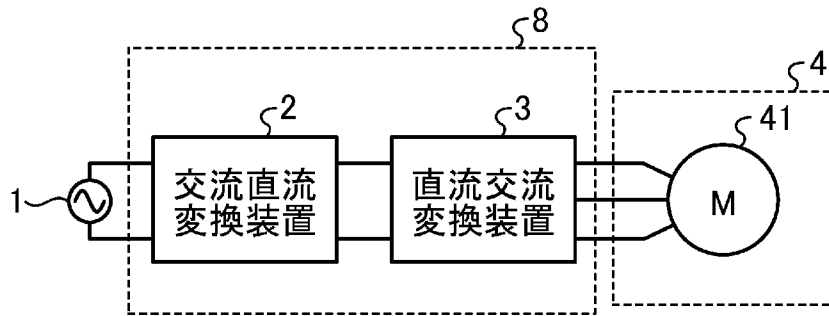
する制御器を少なくとも1つ備える、

請求項1または2に記載の交流直流変換装置。

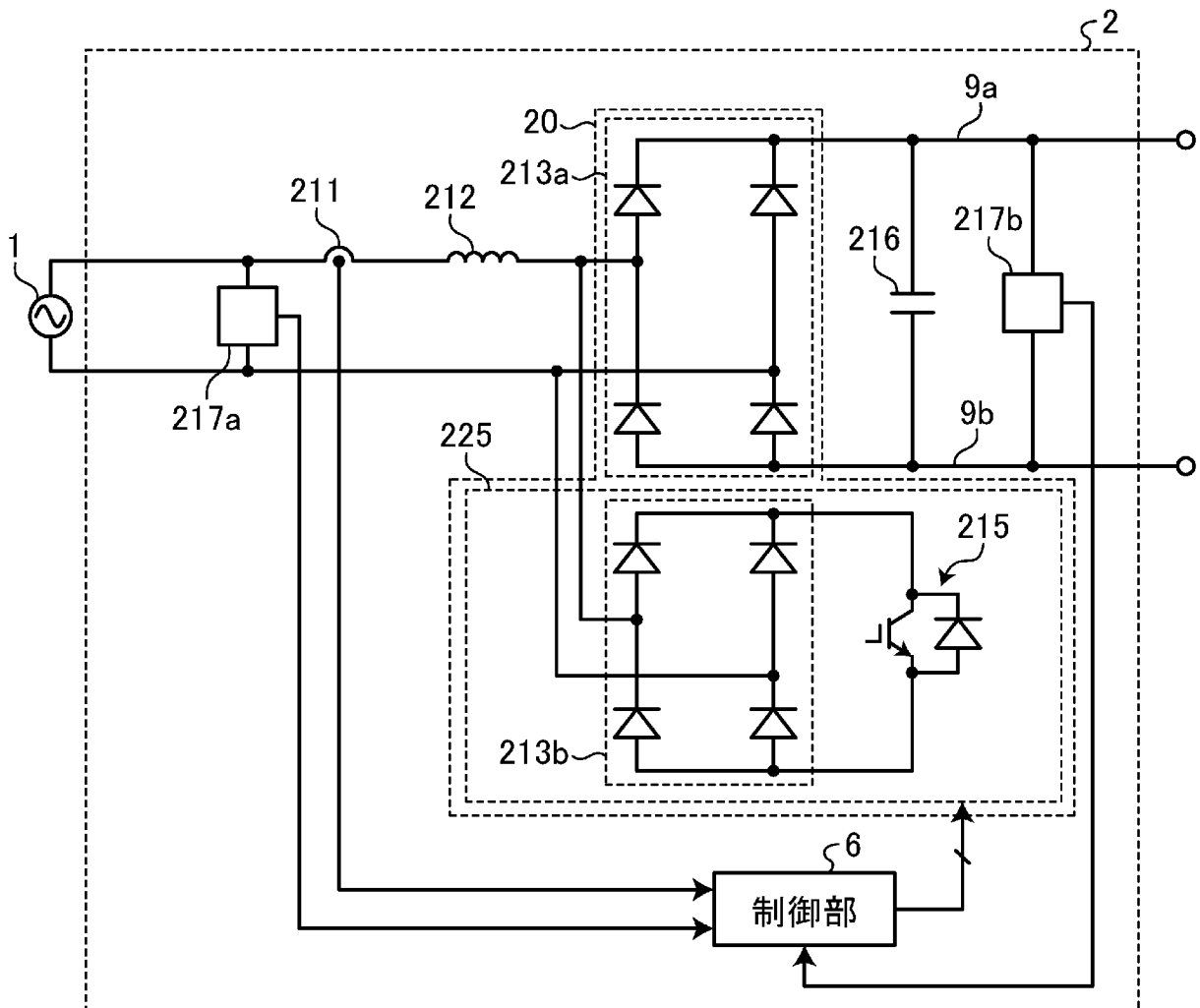
[請求項4] 請求項1から3の何れか1項に記載の交流直流変換装置を備える回転機駆動装置。

[請求項5] 請求項1から3の何れか1項に記載の交流直流変換装置を備える冷凍サイクル適用機器。

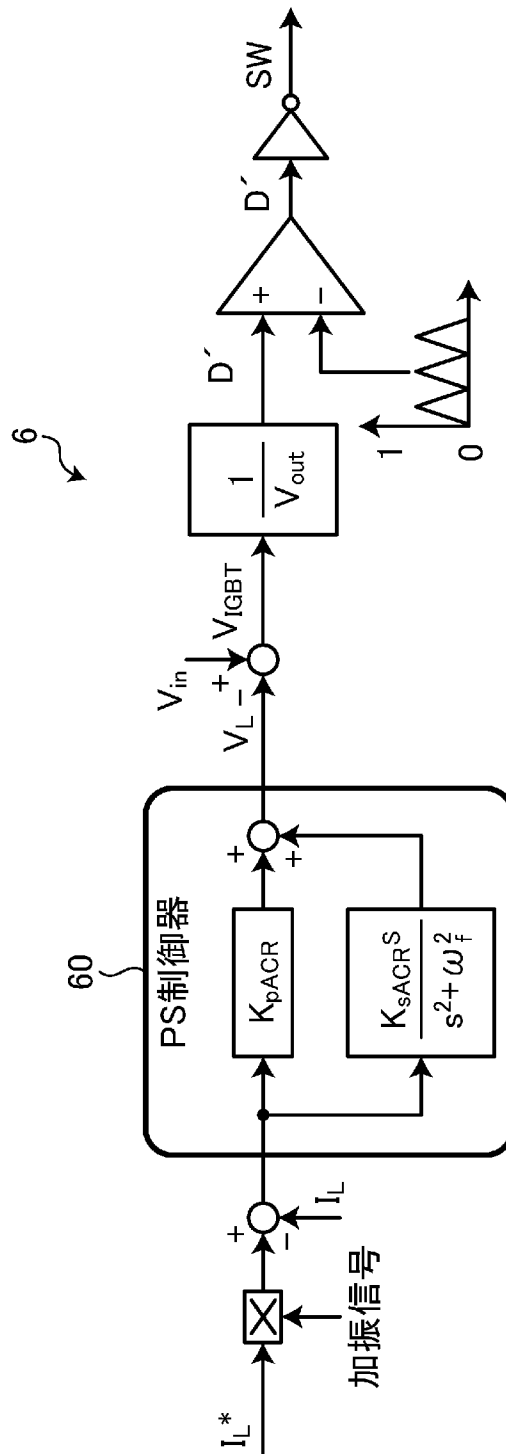
[図1]



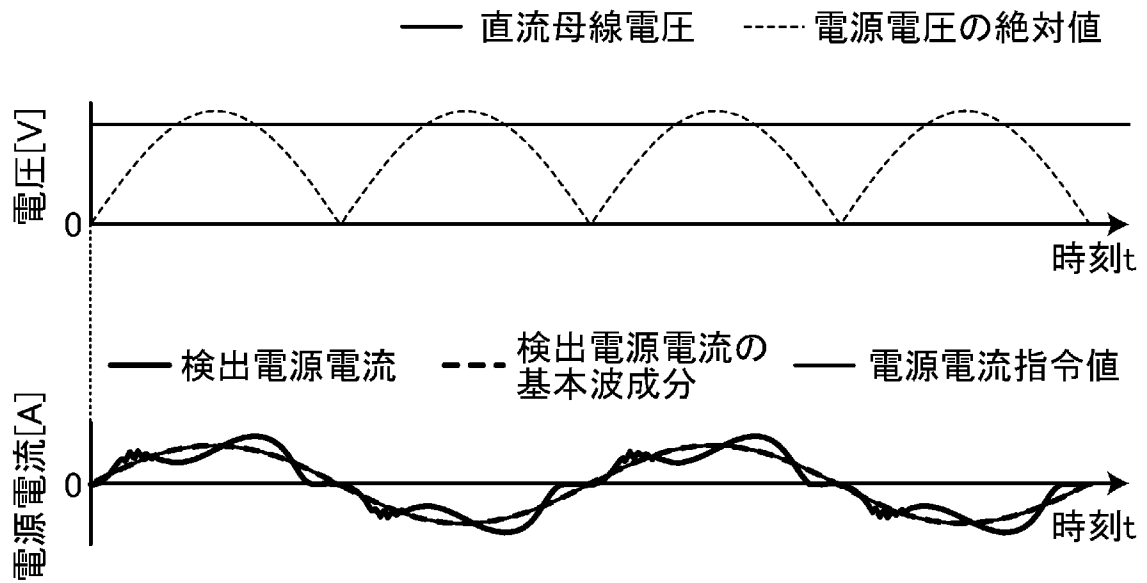
[図2]



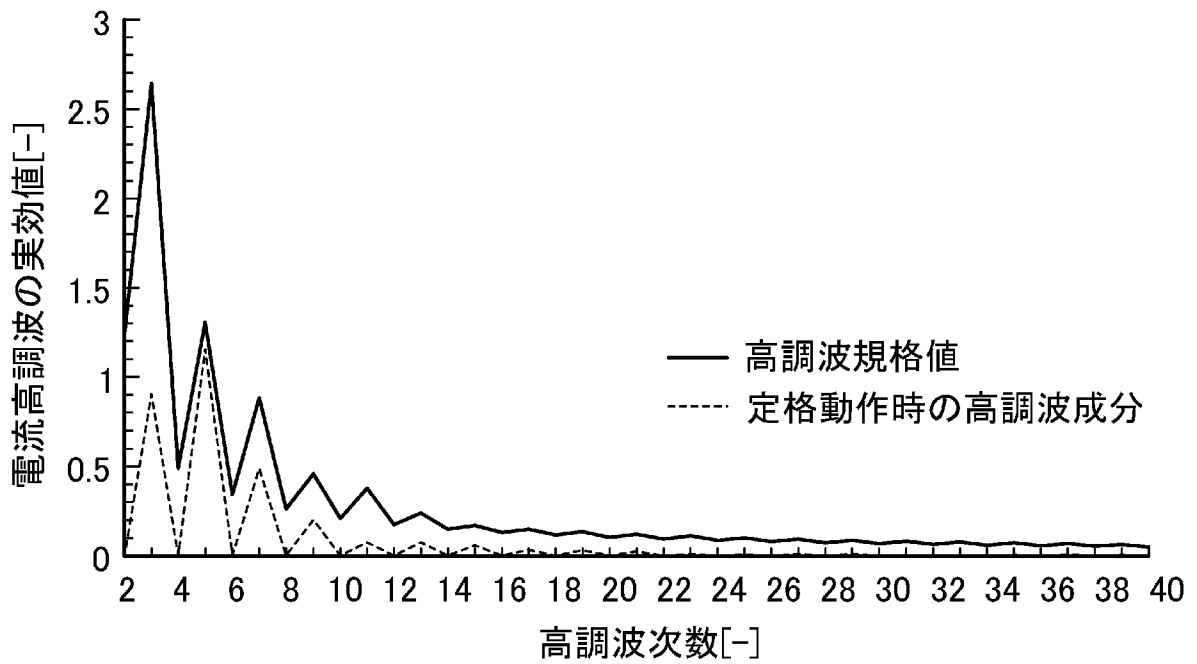
[図3]



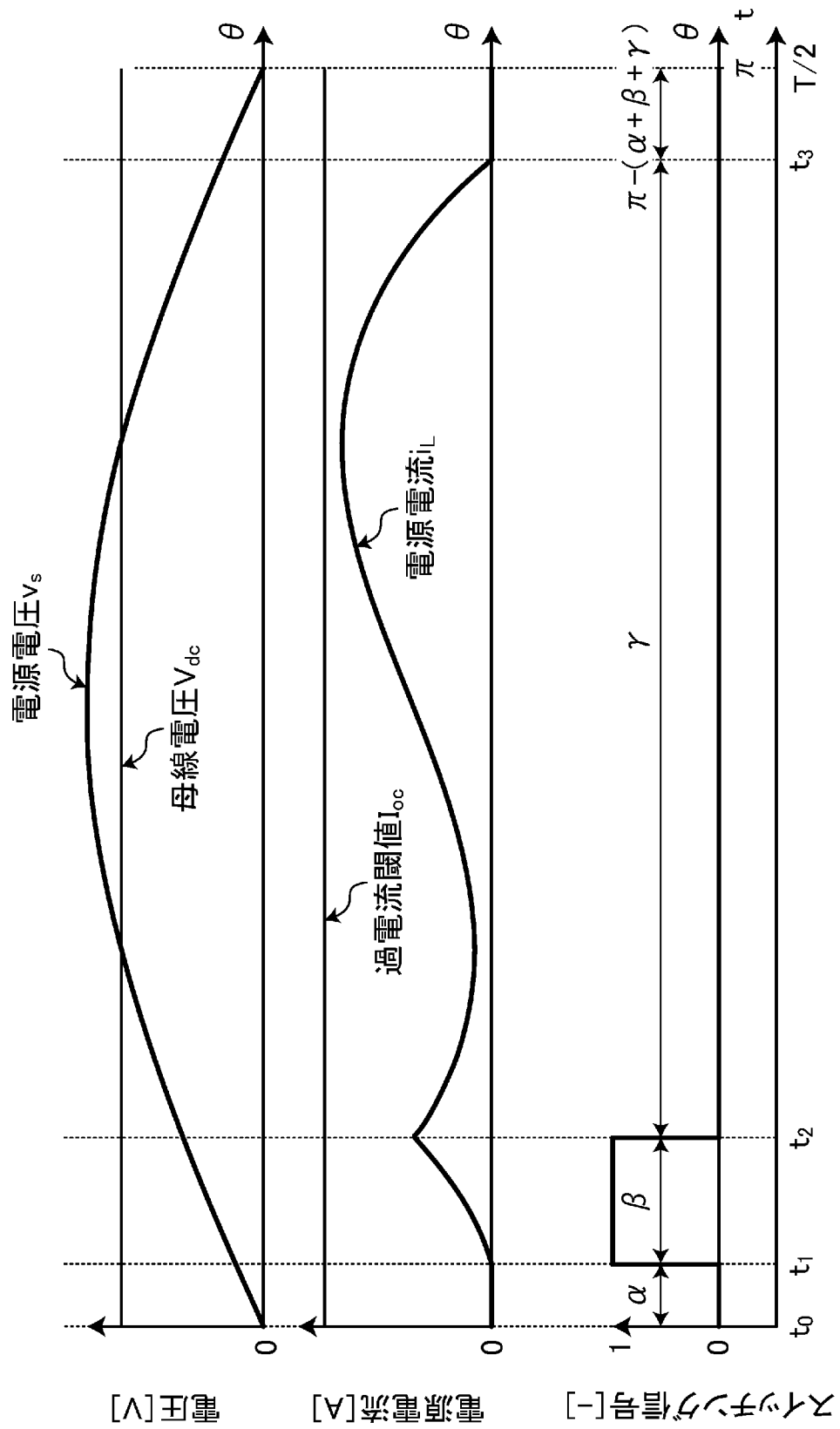
[図4]



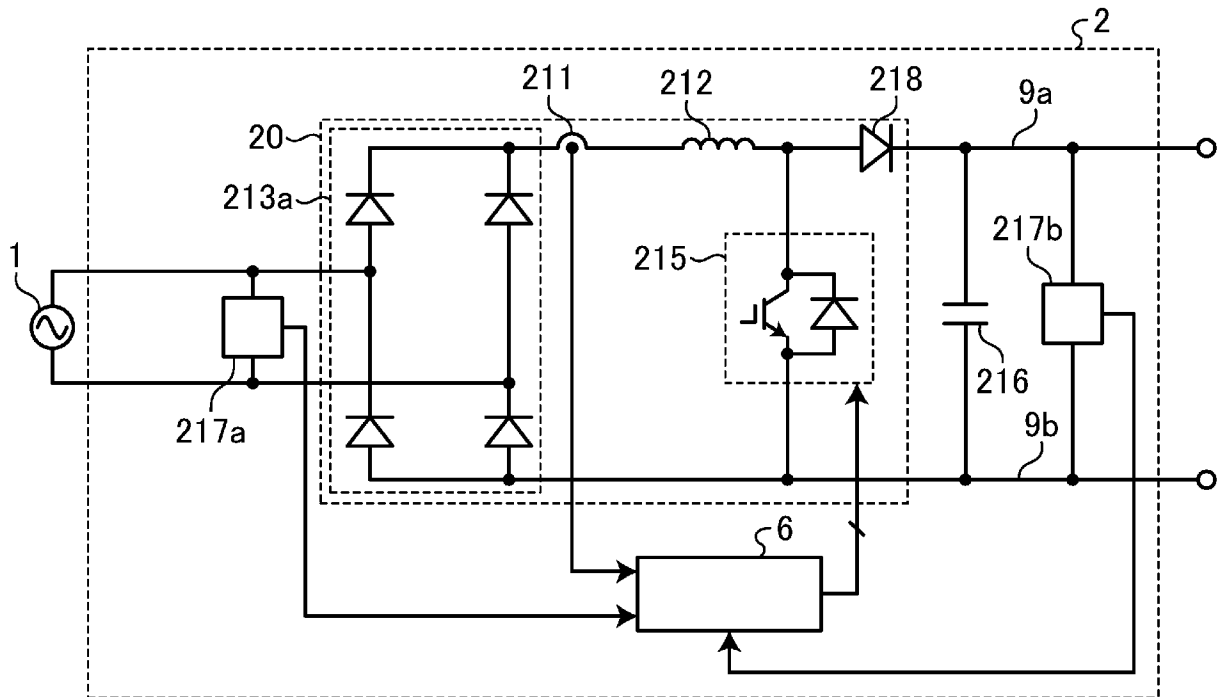
[図5]



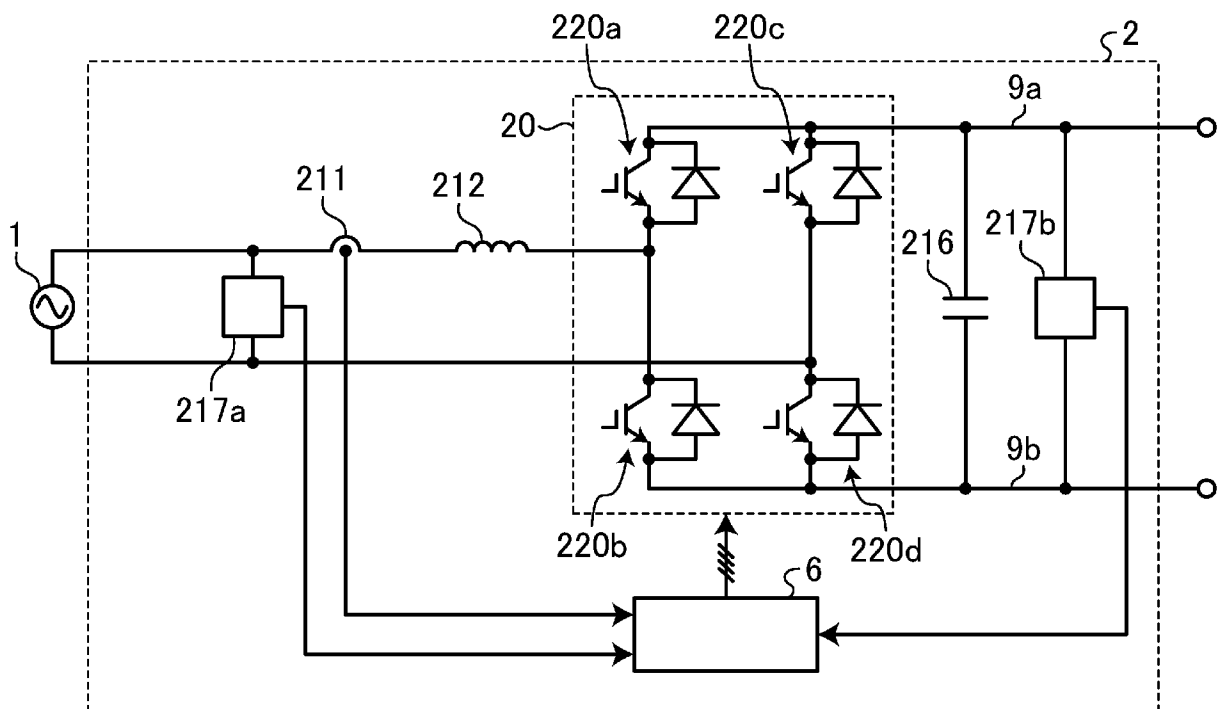
[図6]



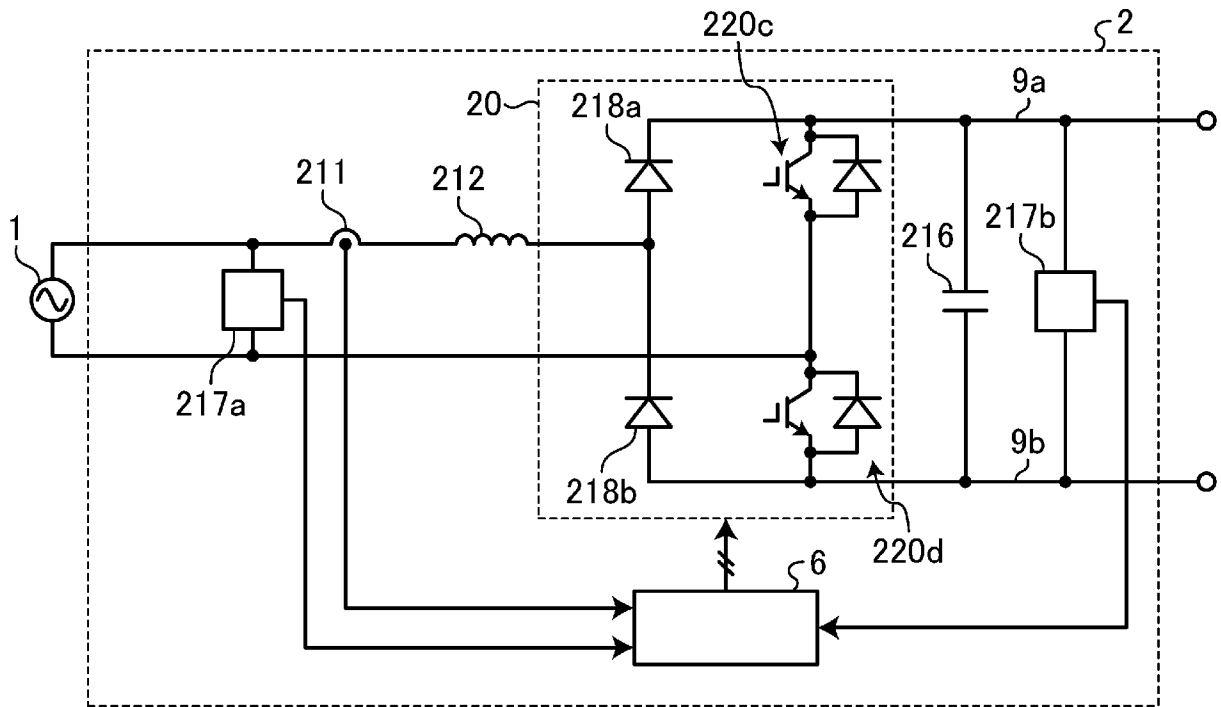
[図7]



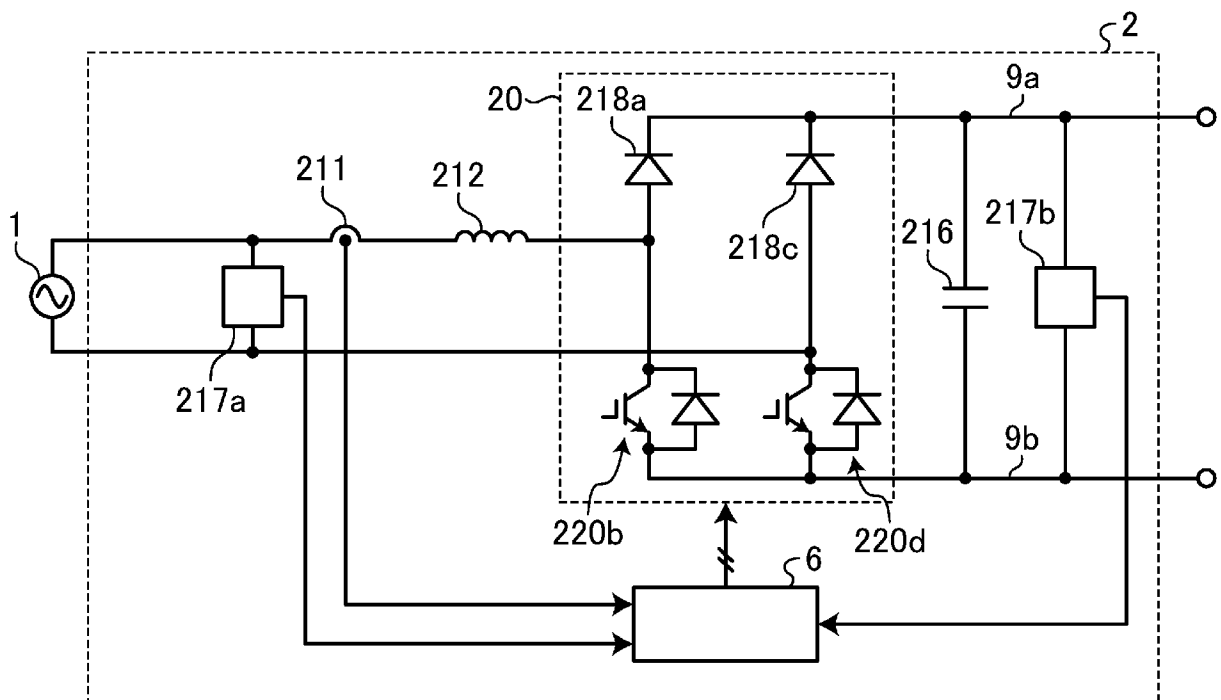
[図8]



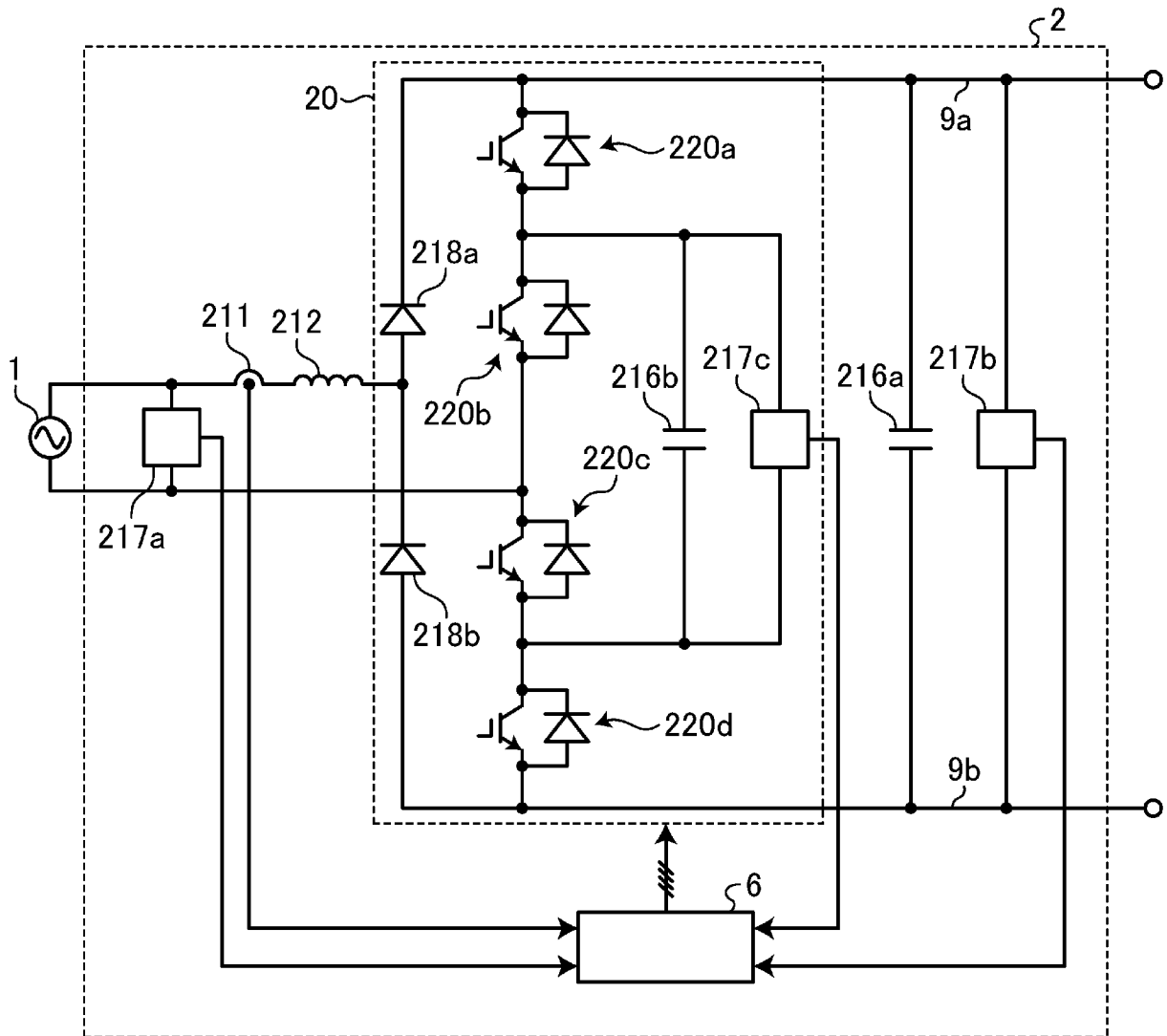
[図9]



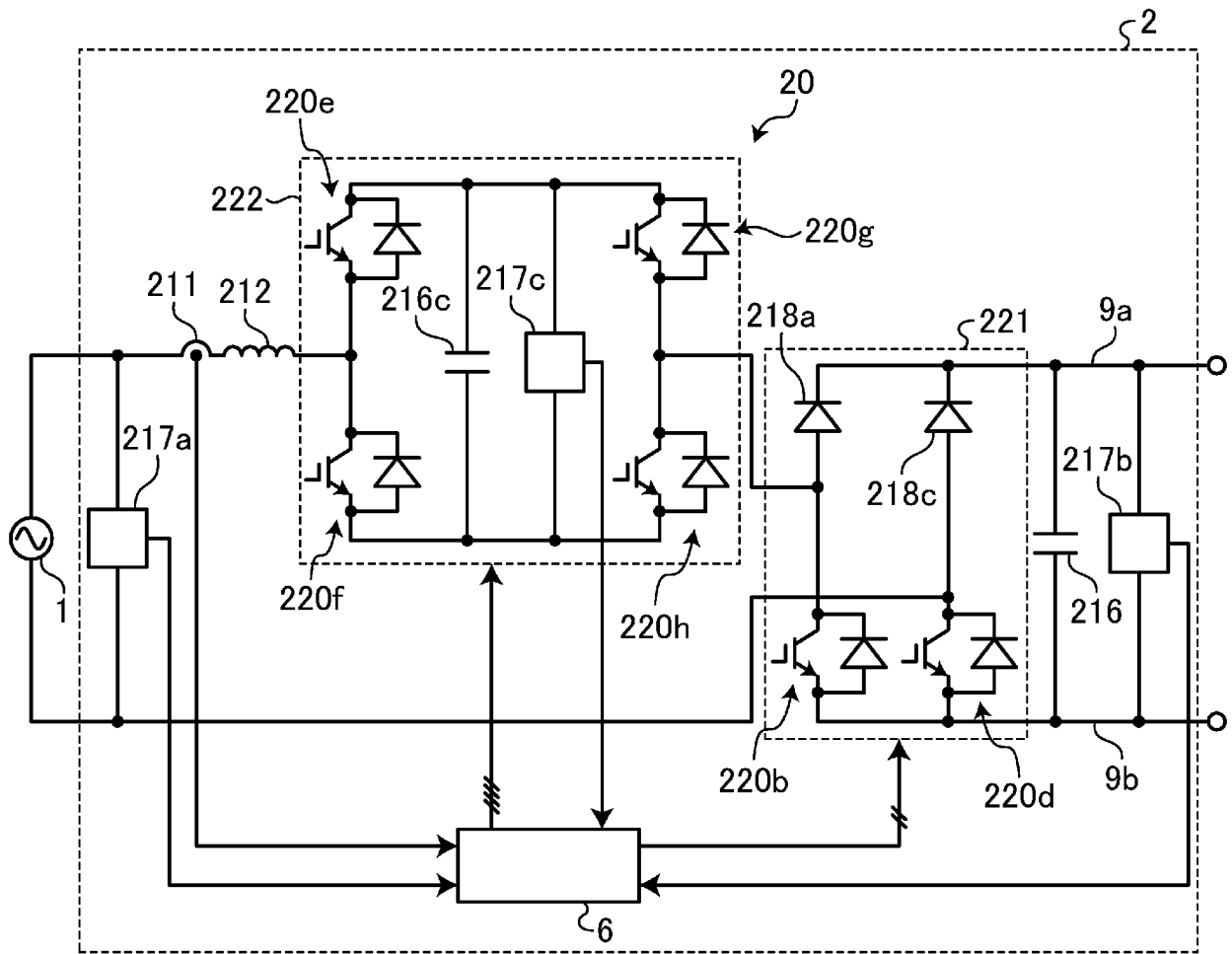
[図10]



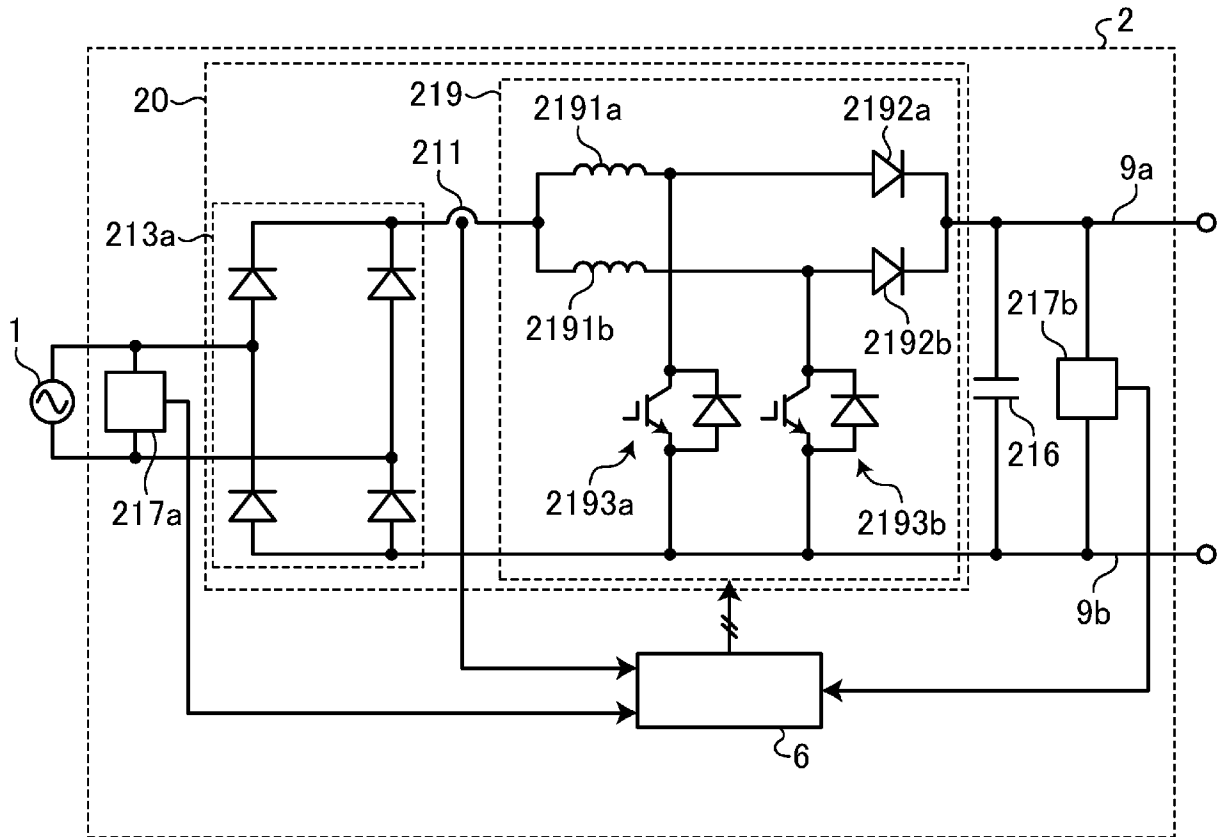
[図11]



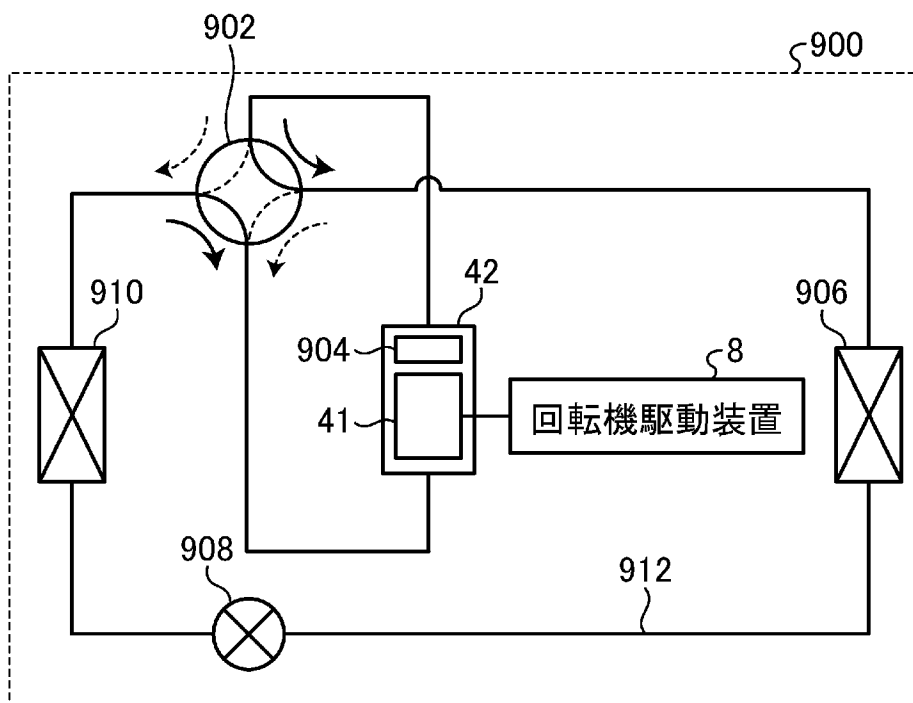
[図12]



[図14]



[図15]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2023/047281

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER		
H02M 7/12 (2006.01)i FI: H02M7/12 P; H02M7/12 H		
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) H02M7/00-7/40		
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	WO 2016/051487 A1 (MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) 07 April 2016 (2016-04-07) entire text, all drawings	1-5
A	JP 2015-70724 A (MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) 13 April 2015 (2015-04-13) entire text, all drawings	1-5
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input checked="" type="checkbox"/> 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 07 March 2024		Date of mailing of the international search report 19 March 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/JP2023/047281

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)	Publication date (day/month/year)
WO	2016/051487	A1	07 April 2016	US 2017/0302150 A1 entire text, all drawings	
				CN 107078654 A	

JP	2015-70724	A	13 April 2015	(Family: none)	

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 FI: H02M7/12 P; H02M7/12 H		
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）） H02M7/00-7/40 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	WO 2016/051487 A1（三菱電機株式会社）07.04.2016（2016 - 04 - 07） 全文, 全図	1-5
A	JP 2015-70724 A（三菱電機株式会社）13.04.2015（2015 - 04 - 13） 全文, 全図	1-5
<input type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input checked="" type="checkbox"/> 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	07.03.2024	国際調査報告の発送日 19.03.2024
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） 東 昌秋 5G 3139 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/JP2023/047281

引用文献	公表日	パテントファミリー文献	公表日
WO 2016/051487 A1	07.04.2016	US 2017/0302150 A1 全文, 全図 CN 107078654 A	
JP 2015-70724 A	13.04.2015	(ファミリーなし)	