

(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)



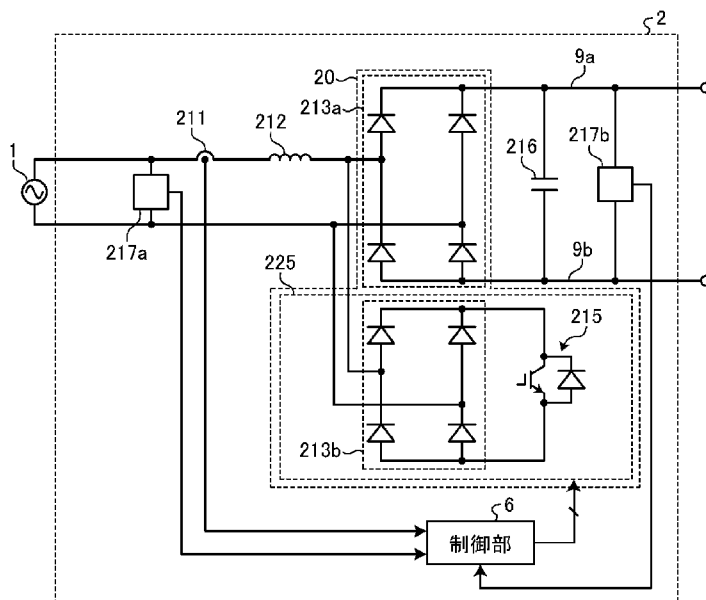
(10) 国際公開番号

WO 2025/141867 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 7/12 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2023/047278
- (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 APPARATUS FOR APPLICATION IN REFRIGERATION CYCLE

(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



6 Control unit

(57) Abstract: An AC/DC conversion device (2) includes: a rectifier circuit (20) that includes a switching element (215) and rectifies a power supply voltage applied from an AC power supply (1); a capacitor (216) that is connected to DC buses (9a, 9b) and smooths the output voltage of the rectifier circuit (20); a reactor (212) that is disposed more towards the AC power supply (1) side than the capacitor (216); a current detection unit (211) that detects a power supply current flowing between the AC power supply (1) and the rectifier circuit (20); and a control unit (6) that generates a switching



WO 2025/141867 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))

signal for controlling the switching element (215). The control unit (6) generates the switching signal to change the phase of the power supply current.

(57) 要約: 交流直流変換装置(2)は、スイッチング素子(215)を有し、交流電源(1)から印加される電源電圧を整流する整流回路(20)と、直流母線(9a, 9b)に接続され、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、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電流検出部(211)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)とを備える。制御部(6)は、電源電流の位相を変化させ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、高調波規格値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、高調波規格値に準拠

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。

[0006] そこで、試行錯誤的に対応する方法ではなく、電流及び電圧をフィードバックする制御方法が考えられている。例えば、P (Proportional: 比例) 制御器と、正弦波指令に対して追従性のよいS (Sinusoidal transfer function: 正弦波伝達関数) 制御器とを並列に接続したPS (Proportional Sinusoidal: 比例正弦波) 制御器が挙げられる。この方法を用いた場合、試行錯誤的に対応する必要はなくなるので、設計作業に要する時間の短縮化を図ることが可能となる。

[0007] その一方で、PS制御器を用いて特定の次数成分を低減するためには、S制御器を当該特定の次数成分ごとに並列に設ける必要がある。また、電源高調波規格では、電源周波数の2次から40次までの各次数成分ごとにそれぞれの規格値が設定されている。このため、低減すべき次数成分が多数ある場合、並列に接続するS制御器の数が増加し、演算負荷が非常に大きくなるという別の課題が生じる。

[0008] 本開示は、上記に鑑みてなされたものであって、設計作業に要する時間の短縮化を図りつつ、且つ演算負荷の増加を抑制しながら高調波規格値に準拠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

[0009] 上述した課題を解決し、目的を達成するため、本開示に係る交流直流変換装置は、整流回路と、コンデンサと、リアクトルと、電流検出部と、制御部とを備える。整流回路は、少なくとも1つのスイッチング素子を有し、交流電源から印加される電源電圧を整流する。コンデンサは、直流母線に接続され、整流回路の出力電圧を平滑する。リアクトルは、コンデンサよりも交流電源側に配置される。電流検出部は、交流電源と整流回路との間に流れる電源電流を検出する。制御部は、コンデンサよりも交流電源側に配置されるス

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際には、電源電流の位相を変化させるようにスイッチング信号を生成する。

発明の効果

[0010] 本開示に係る交流直流変換装置によれば、設計作業に要する時間の短縮化を図りつつ、且つ演算負荷の増加を抑制しながら高調波規格値に準拠できるという効果を奏する。

図面の簡単な説明

- [0011] [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図
[図3]実施の形態1に係る制御部の構成例を示すブロック図
[図4]実施の形態1に係る制御部に備えられる正弦波信号生成器の構成例を示すブロック図
[図5]図2に示す交流直流変換装置をパッシブ動作させた場合の動作波形例を示す図
[図6]図2に示す交流直流変換装置を基本波力率=1として動作させた場合の動作波形例を示す図
[図7]実施の形態1において用いるニュートン法の説明に供する図
[図8]実施の形態1の位相シフト制御で用いる通流終了位相を表す曲線の一例を示す図
[図9]図2に示す交流直流変換装置に対して位相シフト制御を実施しない場合の動作波形例を示す図
[図10]図2に示す交流直流変換装置に対して位相シフト制御を実施した場合の動作波形例を示す図
[図11]実施の形態2に係る制御部に備えられる正弦波信号生成器の構成例を示すブロック図
[図12]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13]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14]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15]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16]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17]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18]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19]実施の形態10に係る交流直流変換装置の構成例を示す図
[図20]実施の形態11に係る交流直流変換装置の構成例を示す図
[図21]実施の形態12に係る交流直流変換装置の構成例を示す図
[図22]実施の形態13に係る交流直流変換装置の構成例を示す図
[図23]実施の形態14に係る交流直流変換装置の構成例を示す図
[図24]実施の形態15に係る交流直流変換装置の構成例を示す図
[図25]実施の形態16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

- [0012] 以下に添付図面を参照し、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について詳細に説明する。
- [0013] 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。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41は、圧縮機モータ又はファンモータである。

- [0014] 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20と、リアクトル212と、コンデンサ216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211と、電圧検出部217a, 217bとを備える。なお、本稿では、電圧検出部217a, 217bを符号無しで区別するときには、電圧検出部217bを「第1の電圧検出部」と呼び、電圧検出部217aを「第2の電

圧検出部」と呼ぶ。

- [0015] 整流回路20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213a、213bと、単相ダイオードブリッジセル213bの両端に並列に接続されるスイッチング素子215とを備える。単相ダイオードブリッジセル213a、213b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20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213b及びスイッチング素子215は、スイッチングセル225を構成する。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。
- [0016] コンデンサ216は、直流母線9aと直流母線9bとの間に接続される。リアクトル212は、コンデンサ216よりも交流電源1側に配置される。整流回路20は、交流電源1から印加される電源電圧をリアクトル212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216は、整流回路20の出力電圧を平滑する。
- [0017] 電圧検出部217bは、コンデンサ216が接続される直流母線9a、9bの電圧である母線電圧を検出する。電圧検出部217a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。電源電流は、リアクトル212に流れる電流でもあり、電源電流を「リアクトル電流」と呼ぶこともある。
- [0018] 制御部6には、電圧検出部217a、217b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。
- [0019] スwitchング素子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。
- [0020] また、図2に示す交流直流変換装置2は、電圧検出部217a、217b

及び電流検出部 2 1 1 の各検出値を用いる閉ループで構成されているが、目標値、推定値などを用いる開ループで構成されていてもよい。交流直流変換装置 2 が開ループで構成されている場合、電圧検出部 2 1 7 a, 2 1 7 b 及び電流検出部 2 1 1 の各検出値を使用せずに、スイッチング素子 2 1 5 を制御することも可能である。

[0021] 図 3 は、実施の形態 1 に係る制御部 6 の構成例を示すブロック図である。制御部 6 は、減算器 6 1 1 と、電圧制御器 6 1 2 と、乗算器 6 1 3 と、減算器 6 1 4 と、電流制御器 6 1 5 と、スイッチング信号生成器 6 1 6 と、正弦波信号生成器 6 1 7 とを備える。

[0022] 減算器 6 1 1 は、第 1 の電圧指令値と電圧検出部 2 1 7 b が検出した母線電圧の検出値との差分である電圧偏差を生成する。第 1 の電圧指令値は、母線電圧の指令値である。電圧制御器 6 1 2 は、減算器 6 1 1 から出力される電圧偏差を使用して第 1 の電流指令値を生成する。電圧制御器 6 1 2 は、例えば P I (Proportional Integral : 比例積分) 制御器で構成することができる。

[0023] 電圧制御器 6 1 2 を P I 制御器で構成した場合の伝達関数 $G_{AVR(s)}$ は、以下の (1) 式で表すことができる。

[0024] [数 1]

$$G_{AVR(s)} = K_{pAVR} + \frac{K_{iAVR}}{s} \quad \dots (1)$$

[0025] ここで、伝達関数 $G_{AVR(s)}$ における“AVR”は“Automatic Voltage Regulator”の略である。また、上記 (1) 式において、 K_{pAVR} は比例ゲインであり、 K_{iAVR} は積分ゲインであり、 s はラプラス演算子である。P I 制御器において、比例ゲイン K_{pAVR} 及び積分ゲイン K_{iAVR} は、任意に決定することができる。なお、比例ゲイン K_{pAVR} をゼロとして I (Integral : 積分) 制御器として構成してもよいし、積分ゲイン K_{iAVR} をゼロとして P 制御器として構成してもよい。

[0026] 正弦波信号生成器 6 1 7 は、第 1 の電圧指令値と電源電圧の検出値とに基

づいて加振信号としての正弦波信号を生成する。乗算器613は、第1の電流指令値に正弦波信号を乗算する。正弦波信号は、電源電圧の位相及び周波数に同期した正弦波である。乗算器613の出力は、第2の電流指令値として減算器614に入力される。減算器614は、第2の電流指令値と電流検出部211が検出した電源電流の検出値との差分である電流偏差を生成する。電流制御器615は、減算器614から出力される電流偏差を使用して第2の電圧指令値を生成する。電流制御器615は、例えばPI制御器で構成することができる。スイッチング信号生成器616は、第2の電圧指令値を用いてスイッチング信号を生成する。

[0027] 電流制御器615をPI制御器で構成した場合の伝達関数 $G_{ACR(s)}$ は、以下の(2)式で表すことができる。

[0028] [数2]

$$G_{ACR(s)} = K_{pACR} + \frac{K_{iACR}}{s} \quad \dots(2)$$

[0029] ここで、伝達関数 $G_{ACR(s)}$ における“ACR”は“Automatic Current Regulator”の略である。また、上記(2)式において、 K_{pACR} は比例ゲインであり、 K_{iACR} は積分ゲインであり、 s はラプラス演算子である。PI制御器において、比例ゲイン K_{pACR} 及び積分ゲイン K_{iACR} は、任意に決定することができる。なお、比例ゲイン K_{pACR} をゼロとしてI制御器として構成してもよいし、積分ゲイン K_{iACR} をゼロとしてP制御器として構成してもよい。

[0030] 図4は、実施の形態1に係る制御部6に備えられる正弦波信号生成器617の構成例を示すブロック図である。正弦波信号生成器617は、電源電圧の位相及び周波数に同期した正弦波を出力する。この機能を実現するため、正弦波信号生成器617は、PLL(Phase Locked Loop:位相同期ループ)演算器6171と、減算器6172と、正弦波演算器6173と、位相シフト量演算器6174とを備える。

[0031] PLL演算器6171は、電源電圧の位相及び周波数に同期した正弦波位相を生成して出力する。位相シフト量演算器6174は、電源電圧の検出値

と母線電圧の指令値である第1の電圧指令値に基づいて位相シフト量を演算する。減算器6172は、PLL演算器6171の出力と位相シフト量演算器6174の出力との差分を演算する。正弦波演算器6173は、減算器6172から出力される差分を使用して正弦波信号を演算する。

[0032] なお、本願では、位相シフト量演算器6174が出力する位相シフト量の演算手法に特徴がある。位相シフト量の演算手法の詳細は、後述する。

[0033] 図5は、図2に示す交流直流変換装置2をパッシブ動作させた場合の動作波形例を示す図である。パッシブ動作とは、パッシブモード時の動作を意味する。パッシブモードは、スイッチング素子215をスイッチングすることなく整流回路20を動作させるモードである。図5の上段部には、電源電圧の絶対値の波形が破線で示され、母線電圧の波形が実線で示されている。図5の下段部には、電源電流の波形が破線で示され、電源電流の基本波成分（指令値）の波形が実線で示されている。下段部に示される電源電流は、電流検出部211によって検出される電源電流の検出波形である。

[0034] パッシブモードでは、電源電圧が母線電圧を上回った際に電源電流が流れてリアクトル212が励磁される。図5には、時刻 t_1 で電源電流が流れ始める様子が示されている。時刻 t_1 は、電源電圧が上昇して電源電圧と母線電圧とが等しくなる交点の時刻である。本稿では、電源電流が流れ始める位相を「通流開始位相」と呼び、「 α 」で表す。この通流開始位相 α は、以下の(3)式で求められる。

[0035] [数3]

$$\alpha = \sin^{-1} \left(\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}V_s} \right) \quad \dots (3)$$

[0036] 上記(3)式において、 V_{dc} は母線電圧であり、 V_s は電源電圧の実効値である。電源電流は電源電圧と母線電圧とが再度クロスする時刻 t_2 まで増加し続け、この交点が電源電流のピーク値となる。

[0037] 電源電圧が母線電圧を下回ると電源電流は減少していき、時刻 t_3 でゼロになる。本稿では、電源電流の通流後に電源電流の通流が終了する位相を「

通流終了位相」と呼び、“ β ”で表す。以上の回路動作によって、電源電流は、図5の下段部の破線で示すような概形となる。通流開始位相 α 及び通流終了位相 β は、共に電源電圧のゼロクロス位相を基準にしている。なお、本稿では、便宜的に、通流開始位相 α を「第1の位相」と呼び、通流終了位相 β を「第2の位相」と呼ぶことがある。

[0038] パッシブ動作時において、電源電流の基本波成分は、図5に示されるように、電源電圧に対して位相が遅れた波形となる。このパッシブ動作時の特性により、母線電圧が電源電圧のピーク値以下の条件で、基本波力率を1にしようとする、電源電流に低次高調波が重畳してしまうことに繋がる。その理由は、以下の通りである。まず、パッシブ動作時に基本波力率を1にしようとする、電源電圧のゼロクロス後に複数回スイッチングを行う必要性が生じる。一方、このスイッチング制御では、電源電流を歪ませることになる。従って、母線電圧が電源電圧のピーク値以下の条件で基本波力率を1にしようとする、電源電流が歪んで、電源電流に低次高調波が重畳してしまう。具体的な動作波形の例を図6に示す。

[0039] 図6は、図2に示す交流直流変換装置2を基本波力率=1として動作させた場合の動作波形例を示す図である。図6の上段部には、電源電圧の絶対値の波形が破線で示され、母線電圧の波形が実線で示されている。図6の下段部には、電源電流の波形が実線で示され、電源電流の基本波成分（指令値）の波形が破線で示されている。

[0040] 図6の下段部の実線波形に示されるように、スイッチング素子215に対するスイッチング制御は、電源電圧がゼロクロス点を過ぎ、且つ電源電圧の絶対値がピーク値に達する前までの期間に集中している。即ち、電源電流の位相を考慮せずに、電源電流の基本波力率を1にする場合、スイッチング素子215に対するスイッチング制御が一部の期間に集中することになるので、その結果として、電源電流が歪んでしまうことになる。

[0041] そこで、本稿の制御手法では、母線電圧が電源電圧のピーク値以下の条件において、単純に基本波力率を1にするのではなく、第1の電流指令値を加

振する正弦波信号の位相をシフトして、パッシブ動作時における電源電流の基本波位相に同期するように制御する。この制御を本稿では「位相シフト制御」と呼ぶ。位相シフト制御を用いれば、電源電流の基本波制御に起因する電流歪みを低減することができるので、母線電圧が電源電圧のピーク値以下の条件において、電源電流に含まれ得る高調波成分を抑制することが可能となる。

[0042] 位相シフト制御においては、位相シフト量を求める必要がある。本稿では、位相シフト制御による制御精度を高めるため、位相シフト量を近似的に求めるのではなく、精度よく求める手法を開示する。以下、位相シフト量の演算方法について、幾つかの図面及び数式を用いて説明する。

[0043] まず、前提条件として、電源電圧 v_s を以下の (4) 式で定義する。

[0044] [数4]

$$v_s = \sqrt{2}V_s \sin \omega t \quad \dots (4)$$

[0045] 上記 (1) 式において、“ V_s ” は電源電圧 v_s の実効値であり、“ ω ” は電源電圧 v_s の角周波数である。

[0046] 次に、電源電圧の1周期を“ T ”とするとき、図5における電源電圧の半周期である時間 $t = 0 \sim T/2$ の区間を電源電流の位相である電流位相 θ の値に応じて、以下の3つの区間に区分する。

- [0047] ・ 区間1 : $0 \leq \theta \leq \alpha$ ($0 \leq t \leq t_1$)
- ・ 区間2 : $\alpha \leq \theta \leq \beta$ ($t_1 \leq t \leq t_3$)
- ・ 区間3 : $\beta \leq \theta \leq 180^\circ$ ($t_3 \leq t \leq T/2$)

[0048] 以下、区間1、区間2及び区間3において流れる電源電流をそれぞれ、“ i_{L1} ”、“ i_{L2} ”及び“ i_{L3} ”と表記する。

[0049] 区間1では、電源電圧 v_s が母線電圧 V_{dc} よりも低くなる。このため、区間1において流れる電源電流 i_{L1} は、以下の (5) 式となる。

[0050] [数5]

$$i_{L1} = 0 \quad \dots (5)$$

[0051] 区間2では、単相ダイオードブリッジセル 213aにおけるダイオードが

通流するダイオード整流モードとなる。区間2において、電源電流 i_L に関する微分方程式は、以下の(6)式で表すことができる。

[0052] [数6]

$$L \frac{di_L}{dt} = v_s - V_{dc} \quad \dots(6)$$

[0053] 上記(6)式において、“L”はリアクトル212のインダクタンスである。

[0054] 上記(6)式において、時間tがt1以上、t3以下の任意の時間であるとして、両辺を時間積分すると、以下の(7)式が得られる。なお、初期値はゼロであるため、初期値の考慮は不要である。

[0055] [数7]

$$\begin{aligned} i_L &= \frac{1}{L} \int_{t_1}^t v_s - V_{dc} dt \\ &= \frac{1}{L} \int_{t_1}^t \sqrt{2}V_s \sin \omega t - V_{dc} dt \quad \dots(7) \\ &= \frac{1}{L} \left\{ \frac{\sqrt{2}V_s}{\omega} (\cos \omega t_1 - \cos \omega t) - V_{dc}(t - t_1) \right\} \end{aligned}$$

[0056] 上記(7)式を位相に換算すると、区間2において流れる電源電流 i_{L2} は、以下の(8)式で表すことができる。

[0057] [数8]

$$i_{L2} = \frac{1}{\omega L} \left\{ \sqrt{2}V_s (\cos \alpha - \cos \theta) - V_{dc}(\theta - \alpha) \right\} \quad \dots(8)$$

[0058] 区間3においては、単相ダイオードブリッジセル213aのダイオードによって電流がブロックされる。このため、区間3において流れる電源電流 i_{L3} は、以下の(9)式となる。

[0059] [数9]

$$i_{L3} = 0 \quad \dots(9)$$

[0060] 次に、上記(5)、(8)及び(9)式を用いて、電源電流 i_L の基本波成分及びその位相をフーリエ級数展開によって計算する。フーリエ級数展開は

、各区分ごとに基本波に対する正弦波成分 ($i_{L1\sin}$, $i_{L2\sin}$, $i_{L3\sin}$) 及び余弦波成分 ($i_{L1\cos}$, $i_{L2\cos}$, $i_{L3\cos}$) のそれぞれを計算することで導出できる。

[0061] <区間 1>

[数10]

$$i_{L1\sin} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\alpha} \sin \theta i_{L1} d\theta = 0 \quad \dots (10)$$

[数11]

$$i_{L1\cos} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\alpha} \cos \theta i_{L1} d\theta = 0 \quad \dots (11)$$

[0062] <区間 2>

[数12]

$$i_{L2\sin} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \sin \theta i_{L2} d\theta \quad \dots (12)$$

[数13]

$$i_{L2\cos} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \cos \theta i_{L2} d\theta \quad \dots (13)$$

[0063] <区間 3>

[数14]

$$i_{L3\sin} = \frac{2}{\pi} \int_{\beta}^{\pi} \sin \theta i_{L3} d\theta = 0 \quad \dots (14)$$

[数15]

$$i_{L3\cos} = \frac{2}{\pi} \int_{\beta}^{\pi} \cos \theta i_{L3} d\theta = 0 \quad \dots (15)$$

[0064] 上記 (10) ~ (15) 式より、区間 2 のみ考えればよいことが分かる。

区間 2 における電源電流 i_{L2} の基本波成分 $i_{L2\sin}$, $i_{L2\cos}$ についてフーリエ級数展開を行うと、以下の (16) 及び (17) 式が得られる。

[0065]

[数16]

$$\begin{aligned}
 i_{L2sin} = & -\{2V_{dc} \sin \beta - \sqrt{2}V_s \cos^2 \beta \\
 & + (-2V_{dc}\beta + 2\sqrt{2}V_s \cos \alpha + 2V_{dc}\alpha) \cos \beta \quad \dots (16) \\
 & - 2V_{dc} \sin \alpha - \sqrt{2}V_s \cos^2 \alpha\} / \pi \omega L
 \end{aligned}$$

[数17]

$$\begin{aligned}
 i_{L2cos} = & -\{\sqrt{2}V_s \sin 2\beta + (4V_{dc}\beta - 4\sqrt{2}V_s \cos \alpha - 4V_{dc}\alpha) \sin \beta \\
 & + 4V_{dc} \cos \beta + 2\sqrt{2}V_s \beta - \sqrt{2}V_s \sin 2\alpha + 4\sqrt{2}V_s \cos \alpha \sin \alpha \\
 & - 4V_{dc} \cos \alpha - 2\sqrt{2}V_s \alpha\} / 2\pi \omega L \\
 & \dots (17)
 \end{aligned}$$

[0066] 従って、上記の(16)、(17)式から、電源電流 i_{L2} の基本波成分の振幅 i_{1fAmp} 及び位相 δ は、それぞれ以下の(18)、(19)式で表すことができる。

[0067] [数18]

$$i_{1fAmp} = \sqrt{i_{L2sin}^2 + i_{L2cos}^2} \quad \dots (18)$$

[数19]

$$\delta = -\tan^{-1} \frac{i_{L2cos}}{i_{L2sin}} \quad \dots (19)$$

[0068] 位相シフト制御を厳密に行うには、(19)式に示される位相 δ を用いればよい。即ち、位相 δ は、位相シフト制御における位相シフト量を意味する。従って、以下の説明では、「位相 δ 」を適宜「位相シフト量 δ 」とも記載する。なお、本稿では、位相シフト量 δ は、遅れ位相を意味するものとして取り扱うので、(19)式の右辺ではマイナスの符号を付している。

[0069] ところで、位相シフト量 δ の演算には、(16)、(17)式から明らかのように、電源電圧 v_s と母線電圧 V_d との交点である通流開始位相 α の値と、電源電流 i_L がゼロとなる通流終了位相 β の値とが必要である。通流開始位相 α の方は、前述した(3)式で求めることができる。

[0070] 一方、電源電流 i_L がゼロとなる通流終了位相 β については、代数演算で求

めることはできない。そこで、本稿では、ニュートン法を用いて通流終了位相 β を演算する手法を例示する。なお、ニュートン法を用いるのは一例であり、ニュートン法に代わる、他の数値的解析手法を用いてもよいこと言うまでもない。

[0071] 図7は、実施の形態1において用いるニュートン法の説明に供する図である。図7には、任意の関数 $f(x)$ と、関数 $f(x)$ 上の座標 $(x_1, f(x_1))$ における接線である直線 $f'(x)$ が $x-y$ 平面上に示されている。直線 $f'(x)$ が x 軸と交わる点を“ x_2 ”とする。また、 x_1 と x_2 との差分、即ち x 軸方向の差分を“ Δx ”、 y 座標 $f(x_1)$ における y 軸方向の差分を“ Δy ”で表す。このとき、座標 $(x_1, f(x_1))$ における微分係数が $f'(x_1)$ であることから、以下の(20)式の関係が成立する。

[0072] [数20]

$$\begin{aligned} f'(x_1) &= \frac{\Delta y}{\Delta x} \\ &= \frac{f(x_1)}{x_1 - x_2} \quad \dots (20) \\ \Leftrightarrow x_1 - x_2 &= \frac{f(x_1)}{f'(x_1)} \\ \therefore x_2 &= x_1 - \frac{f(x_1)}{f'(x_1)} \end{aligned}$$

[0073] 上記(20)式を漸化式で表せば、以下の(21)式となる。

[0074] [数21]

$$x_n = x_{n-1} - \frac{f(x_{n-1})}{f'(x_{n-1})} \quad \dots (21)$$

[0075] 今回のケースにニュートン法を適用すると、以下の(22)式で示される位相 θ_n において、上記(8)式に示す電源電流 i_{L2} がゼロに漸近する条件を反復的に求めればよい。

[0076]

[数22]

$$\begin{aligned}\theta_n &= \theta_{n-1} - \frac{i_{L(\theta_{n-1})}}{i'_{L(\theta_{n-1})}} \\ &= \theta_{n-1} - \frac{\sqrt{2}V_s(\cos \alpha - \cos \theta_{n-1}) - V_{dc}(\theta_{n-1} - \alpha)}{\sqrt{2}V_s \sin \theta_{n-1} - V_{dc}}\end{aligned}\quad \dots (22)$$

[0077] 上記のようにして求めた通流終了位相 β の一例を以下の(23)式に示す。

。

[0078] [数23]

$$\begin{aligned}\beta &= -19904.259V_r^5 + 116673.977V_r^4 - 273362.715V_r^3 \\ &\quad + 319863.750V_r^2 - 186992.889V_r + 43906.346\end{aligned}\quad \dots (23)$$

[0079] 上記(23)式は、ニュートン法を用いて、複数の出力電圧値に対して通流終了位相 β を演算し、通流終了位相 β と電圧比 V_r との関係から近似式を求めたものである。電圧比 V_r は、母線電圧 V_{dc} を電源電圧 v_s の実効値 V_s で規格化した値、即ち母線電圧 V_{dc} と電源電圧 v_s の実効値 V_s との比として、 $V_r = V_{dc}/V_s$ で表すことができる。上記(23)式を図示すると図8のようになる。即ち、図8は、実施の形態1の位相シフト制御で用いる通流終了位相 β を表す曲線の一例を示す図である。

[0080] なお、上記(23)式は、電源電圧 v_s の周波数及びリアクトル212のインダクタンス L に対して不感である。このため、この(23)式は、交流直流変換装置2の回路パラメータを変更した際にも流用することができる。これは、上記(22)式に角周波数 ω 及びインダクタンス L が含まれていないことから分かる。なお、通流開始位相 α を表す(3)式にも、角周波数 ω 及びインダクタンス L は含まれていない。このことから電源電流 i_L がゼロとなる位相は、電源電圧 v_s の周波数及びリアクトル212のインダクタンス L には依存せず、電圧比 V_r によって変化する性質を有する物理量であると言える。

[0081] 図4の説明に戻る。位相シフト量演算器6174は、上記(19)式に基づいて位相シフト量 δ を演算する。位相シフト量演算器6174は、演算し

た位相シフト量 δ を減算器 6172 に出力する。PLL 演算器 6171 から出力される正弦波位相を θ_{vs} で表すと、正弦波演算器 6173 には、“ $\theta_{vs} - \delta$ ” が入力される。従って、正弦波演算器 6173 からは、以下の (24) 式で示される正弦波信号 f が出力される。

[0082] [数24]

$$f = \sin(\theta_{vs} - \delta) \quad \dots (24)$$

[0083] 正弦波信号 f は、第 1 の電流指令値を加振する信号であり、正弦波信号 f の位相をシフトすることで電源電流 i_L の位相もシフトする。

[0084] 図 9 は、図 2 に示す交流直流変換装置 2 に対して位相シフト制御を実施しない場合の動作波形例を示す図である。これに対し、図 10 は、図 2 に示す交流直流変換装置 2 に対して位相シフト制御を実施した場合の動作波形例を示す図である。図 9 及び図 10 には、電源電流の波形が実線で示され、電源電流の基本波成分（指令値）の波形が破線で示されている。また、図 9 に示される電源電流の波形の力率は“0.988”であり、電源電流の波形の THD (Total Harmonic Distortion: 全高調波歪) は、“15.6%”である。また、図 10 に示される電源電流の波形の力率は“0.918”であり、電源電流の波形の THD は、“4.60%”である。THD は、以下の (25) 式で定義する。

[0085] [数25]

$$THD[\%] = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 + \dots}}{I_1} \times 100 \quad \dots (25)$$

[0086] I_1 は電源電流 i_L の基本波成分であり、 I_2 , I_3 , I_4 , I_5 , \dots は、それぞれ電源電流 i_L における 2 次以上の高調波成分である。

[0087] 図 9 の波形と図 10 の波形とを比較すると、図 9 の方が力率の値は 1 に近くなっている。しかしながら、図 9 では、電源電流 i_L は電源電流 i_L の基本波成分には追従せず、電源電流 i_L の波形は歪んでいる。これに対し、図 10 の波形を見ると、微小な電流の変化は見られるが、電源電流 i_L の波形自体が電源電流 i_L の基本波成分の波形に一致して変化していることが分かる。即ち

、本稿の位相シフト制御を用いて交流直流変換装置2を動作させれば、電源電流 i_L を正弦波状に制御することが可能となる。従って、本稿の位相シフト制御を用いれば、高調波規格値に準拠できるか否かを繰り返しの試行により確認する試行錯誤的な調整に頼らずに高調波規格値に準拠可能に交流直流変換装置2を動作させることが可能となる。

[0088] 以上説明したように、実施の形態1に係る交流直流変換装置は、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、整流回路の出力電圧を平滑するコンデンサと、コンデンサよりも交流電源側に配置されるリアクトルと、交流電源と整流回路との間に流れる電源電流を検出する電流検出部とを備える。整流回路は、コンデンサよりも交流電源側に配置される少なくとも1つのスイッチング素子を有する。制御部は、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際には、電源電流の位相を変化させるようにスイッチング信号を生成する。実施の形態1に係る交流直流変換装置によれば、電源電流を正弦波状に制御することが可能となる。これにより、交流電源と整流回路との間に流れる電源電流に含まれる高調波成分が、試行錯誤的な調整に頼らずに高調波規格値に準拠することが可能となる。また、実施の形態1に係る交流直流変換装置によれば、母線電圧が電源電圧の絶対値のピーク値以下となる動作条件であっても、高調波規格値への準拠が可能となる。

[0089] 上記の機能を実現するため、実施の形態1に係る交流直流変換装置は、電源電流を検出する電流検出部を備え、制御部は、スイッチング素子をオフにして整流回路をパッシブ動作させたときに検出される電源電流の基本波を基準に、電源電流の位相を変化させるようにスイッチング信号を生成する。このようにして生成されたスイッチング信号を用いて整流回路のスイッチング素子を制御すれば、電源電流を正弦波状に制御することができるので、母線電圧が電源電圧の絶対値のピーク値以下となる動作条件であっても、高調波規格値への準拠が可能となる。なお、このようなスイッチング信号は、第1の電圧検出部による母線電圧の検出値と、第2の電圧検出部による電源電圧

の検出値との大小関係に応じて、電源電流の位相を変化させることで生成することが可能である。

[0090] また、実施の形態 1 に係る交流直流変換装置において、制御部は、整流回路をパッシブ動作させたときに電源電流が流れ始める第 1 の位相と、電源電流の通流後に電源電流の通流が終了する第 2 の位相とに基づいて位相シフト量を演算する。制御部は、演算した位相シフト量を用いて電源電流の位相を変化させるようにスイッチング信号を生成する。位相シフト制御の精度は、これらの第 1 及び第 2 の位相の正確性に依存する。実施の形態 1 に係る交流直流変換装置では、第 1 及び第 2 の位相の値を正確に求めることができるので、位相シフト制御の精度を向上させることが可能となる。

[0091] 実施の形態 2.

実施の形態 1 では、位相シフト制御に用いる通流終了位相 β をニュートン法を用いて演算する手法を説明した。実施の形態 2 では、ニュートン法に代え、山登り法を用いて通流終了位相 β を演算する手法を説明する。なお、山登り法を用いるのは一例であり、山登り法に代わる、他の最適化手法を用いてもよいことは言うまでもない。

[0092] 図 1 1 は、実施の形態 2 に係る制御部 6 に備えられる正弦波信号生成器 6 1 7 の構成例を示すブロック図である。なお、正弦波信号生成器 6 1 7 以外の構成は、実施の形態 1 と同一又は同等である。

[0093] 図 1 1 に示す正弦波信号生成器 6 1 7 と、図 4 に示す正弦波信号生成器 6 1 7 との構成上の相違点は、位相シフト量演算器 6 1 7 4 への入力信号である。図 4 に示す構成では、位相シフト量演算器 6 1 7 4 には電源電圧 v_s と母線電圧 V_{dc} の指令値とが入力されていたが、図 1 1 に示す構成では、位相シフト量演算器 6 1 7 4 には電源電圧 v_s のみが入力されている。即ち、実施の形態 2 に係る交流直流変換装置 2 において、位相シフト量演算器 6 1 7 4 は、電源電圧 v_s に基づいて位相シフト量 δ を演算する。

[0094] 具体的に、位相シフト量演算器 6 1 7 4 は、電源電圧 v_s をフーリエ級数展開することなどによって、以下の (26) 式で定義される THD を演算する

。

[0095] [数26]

$$THD[\%] = \frac{\sqrt{E_2^2 + E_3^2 + E_4^2 + E_5^2 + \dots}}{E_1} \times 100 \quad \dots (26)$$

[0096] E_1 は電源電圧 v_s の基本波成分であり、 E_2 , E_3 , E_4 , E_5 , \dots は、それぞれ電源電圧 v_s における2次以上の高調波成分である。位相シフト量演算器 6174は、山登り法を使用し、THDを評価関数として位相シフト量 δ を演算する。THDは、電源電圧 v_s に含まれる高調波成分に紐付けられている。このため、THDを評価関数とすれば、最適な位相シフト量 δ を演算することが可能となる。なお、(26)式のTHDに代えて、(25)式のTHDを用いてもよい。(25)式のTHDは、電源電流 i_L に含まれる高調波成分に紐付けられている演算値である。また、これらのTHDに代え、支配的な高調波成分となる電源電圧 v_s 又は電源電流 i_L に含まれる奇数次高調波成分(特に、3次高調波成分、5次高調波成分)を評価関数としてもよい。

[0097] 以上説明したように、実施の形態2に係る交流直流変換装置において、制御部は、整流回路をパッシブ動作させたときに電源電流が流れ始める第1の位相と、電源電流の通流後に電源電流の通流が終了する第2の位相とに基づいて位相シフト量を演算する。実施の形態2における制御部は、第2の位相については、最適化手法を用いて演算する。位相シフト制御の精度は、第1及び第2の位相の正確性に依存するが、最適化手法を用いても第2の位相の値を正確に求めることができる。このため、実施の形態2に係る交流直流変換装置においても、位相シフト制御の精度を向上させることが可能となる。

[0098] 実施の形態3.

実施の形態3では、実施の形態1又は実施の形態2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, 2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。

[0099] 図12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12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220a, 220b, 220c, 220dを備える単相Hブリッジセルで構成されている。なお、図12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。

[0100] 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又は実施の形態2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又は実施の形態2と同様な効果を得ることができる。

[0101] なお、図12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12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及び電流検出部211の検出値を使用しなくてもよい。

[0102] 実施の形態4.

実施の形態4では、実施の形態1又は実施の形態2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, 2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。

[0103] 図13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13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13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 1 3 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。

[0104] 制御部 6 は、2 つのスイッチング素子 2 2 0 c, 2 2 0 d に対し、実施の形態 1 又は実施の形態 2 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 1 3 に示す交流直流変換装置 2 においても、実施の形態 1 又は実施の形態 2 と同様な効果を得ることができる。

[0105] なお、図 1 3 では、スイッチング素子 2 2 0 c, 2 2 0 d 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 3 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。

[0106] 実施の形態 5 .

実施の形態 5 では、実施の形態 1 又は実施の形態 2 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, 2 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。

[0107] 図 1 4 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 1 4 の交流直流変換装置 2 では、整流回路 2 0 が、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 とを備える単相 H ブリッジセルで構成されている。図 1 4 に示す整流回路 2 0 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。なお、図 1 4 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。

[0108] 制御部 6 は、2 つのスイッチング素子 2 2 0 b, 2 2 0 d に対し、実施の形態 1 又は実施の形態 2 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又は実施の形態2と同様な効果を得ることができる。

[0109] なお、図14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14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。

[0110] 実施の形態6.

実施の形態6では、実施の形態1又は実施の形態2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, 2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。

[0111] 図15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15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。

[0112] 図15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15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。

[0113] 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又は実施の形態2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15に示す交流直流変換装置2においても、実施の形態1又は実施の形態2と同様な効果を得ることができる。

[0114] なお、図15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15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。

[0115] 実施の形態7.

実施の形態7では、実施の形態1又は実施の形態2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、2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。

[0116] 図16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16の交流直流変換装置2では、整流回路20が、単相Hブリッジセル221と、スイッチングセル222とで構成される。単相Hブリッジセル221は、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。スイッチングセル222は、4つのスイッチング素子220e、220f、220g、220hと、コンデンサ216cと、電圧検出部217cとを備える。電圧検出部217cは、スイッ

ングセル 222 の外部に設けられていてもよい。

[0117] 図 16 に示す単相 Hブリッジセル 221 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。また、図 16 に示すスイッチングセル 222 では、4つのスイッチング素子 220e, 220f, 220g, 220h がブリッジ接続されている。コンデンサ 216c は、スイッチング素子 220e, 220f とからなる第 1レグと、スイッチング素子 220g, 220h 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。

[0118] 電圧検出部 217c は、コンデンサ 216c 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 220b, 220d, 220e, 220f, 220g, 220h を制御するためのスイッチング信号を生成する。なお、図 16 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。

[0119] 制御部 6 は、6つのスイッチング素子 220b, 220d, 220e, 220f, 220g, 220h に対し、実施の形態 1 又は実施の形態 2 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 16 に示す交流直流変換装置 2 においても、実施の形態 1 又は実施の形態 2 と同様な効果を得ることができる。

[0120] なお、図 16 では、スイッチング素子 220b, 220d, 220e, 220f, 220g, 220h 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 16 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, 217c 及び電流検出部 211 の検出値を使用しなくてもよい。

[0121] 実施の形態 8.

実施の形態 8 では、実施の形態 1 又は実施の形態 2 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, 2 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。

[0122] 図 17 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 17 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、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 213b と、2 つのスイッチング素子 220a, 220b 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 213b に並列に接続されている。図 17 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 216a, 216b に置き換えられている。直列接続されたコンデンサ 216a, 216b は、直流母線 9a, 9b 間に接続される。

[0123] 制御部 6 は、電圧検出部 217a, 217b 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 を制御するためのスイッチング信号を生成する。なお、図 17 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。

[0124] 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 又は実施の形態 2 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 17 に示す交流直流変換装置 2 においても、実施の形態 1 又は実施の形態 2 と同様な効果を得ることができる。

[0125] なお、図 17 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 17 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。

[0126] 実施の形態 9.

実施の形態 9 では、実施の形態 1 又は実施の形態 2 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, 2 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。

[0127] 図 1 8 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 1 2 の交流直流変換装置 2 では、単相の交流電源 1 が示されているが、図 1 8 では三相交流電源 5 に変更されている。これにより、図 1 8 の交流直流変換装置 2 では、整流回路 2 0 が 6 つのスイッチング素子 2 2 0 a, 2 2 0 b, 2 2 0 c, 2 2 0 d, 2 2 0 e, 2 2 0 f を備える三相フルブリッジセル 2 2 6 で構成されている。三相交流電源 5 と整流回路 2 0 との間の各相には、リアクトル 2 1 2 a, 2 1 2 b, 2 1 2 c が挿入され、三相のうちの何れか 2 つの相には電流検出部 2 1 1 a, 2 1 1 b が配置されている。

[0128] 電圧検出部 2 2 7 は、三相交流電源 5 の各相の電圧を検出し、その検出値を制御部 6 に出力する。電流検出部 2 1 1 a, 2 1 1 b は、三相のうちの何れか 2 つの相に流れる電流を検出して、その検出値を制御部 6 に出力する。残りの 1 つの相の電流は、各相の電流が三相平衡であることを利用し、制御部 6 の内部で演算によって求めることができる。

[0129] 制御部 6 は、電圧検出部 2 2 7, 2 1 7 b 及び電流検出部 2 1 1 a, 2 1 1 b の各々の検出値に基づいて、スイッチング素子 2 2 0 a, 2 2 0 b, 2 2 0 c, 2 2 0 d, 2 2 0 e, 2 2 0 f 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 8 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。

[0130] 制御部 6 は、6 つのスイッチング素子 2 2 0 a, 2 2 0 b, 2 2 0 c, 2 2 0 d, 2 2 0 e, 2 2 0 f に対し、実施の形態 1 又は実施の形態 2 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 1 8 に示す交流直流変換装置 2 においても、実施の形態 1 又は実施の形

態2と同様な効果を得ることができる。

[0131] なお、図18では、スイッチング素子220a, 220b, 220c, 220d, 220e, 220f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18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227, 217b及び電流検出部211a, 211bの検出値を使用しなくてもよい。また、実施の形態9に係る制御は、 $\alpha\beta$ 座標上で行ってもよいし、三相座標上で行ってもよい。

[0132] 実施の形態10.

実施の形態10では、実施の形態1又は実施の形態2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, 2, 9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。

[0133] 図19は、実施の形態10に係る交流直流変換装置2の構成例を示す図である。図19の交流直流変換装置2では、整流回路20が、三相ダイオードブリッジセル228と、三相簡易PAMセル229とで構成される。三相ダイオードブリッジセル228は、フルブリッジ接続される6つのダイオードを備える。三相簡易PAMセル229は、単相ダイオードブリッジセル213a, 213b, 213cと、単相ダイオードブリッジセル213a, 213b, 213cの各々に並列に接続されるスイッチング素子215a, 215b, 215cとを備える。単相ダイオードブリッジセル213a, 213b, 213cは、リアクトル212a, 212b, 212cと三相ダイオードブリッジセル228との間において、三相の線間に接続されている。また、三相簡易PAMセル229は、一端が単相ダイオードブリッジセル213a, 213b, 213cに接続され、他端が直流母線9bに接続されるコンデンサ216dを備える。コンデンサ216dは、三相簡易PAMセル22

9の外部に設けられていてもよい。

[0134] 制御部6は、電圧検出部227、217b及び電流検出部211a、211bの各々の検出値に基づいて、スイッチング素子215a、215b、215cを制御するためのスイッチング信号を生成する。なお、図19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。

[0135] 制御部6は、3つのスイッチング素子215a、215b、215cに対し、実施の形態1又は実施の形態2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19に示す交流直流変換装置2においても、実施の形態1又は実施の形態2と同様な効果を得ることができる。

[0136] なお、図19では、スイッチング素子215a、215b、215c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19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227、217b及び電流検出部211a、211bの検出値を使用しなくてもよい。また、実施の形態10に係る制御は、 $\alpha\beta$ 座標上で行ってもよいし、三相座標上で行ってもよい。

[0137] 実施の形態11.

実施の形態11では、実施の形態1又は実施の形態2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、2、9、10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。

[0138] 図20は、実施の形態11に係る交流直流変換装置2の構成例を示す図である。図20の交流直流変換装置2では、図19の交流直流変換装置2の構成において、コンデンサ216dが除かれている。その他は、図19と同一

又は同等である。

[0139] 制御部6は、電圧検出部227、217b及び電流検出部211a、211bの各々の検出値に基づいて、スイッチング素子215a、215b、215cを制御するためのスイッチング信号を生成する。なお、図20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。

[0140] 制御部6は、3つのスイッチング素子215a、215b、215cに対し、実施の形態1又は実施の形態2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20に示す交流直流変換装置2においても、実施の形態1又は実施の形態2と同様な効果を得ることができる。

[0141] なお、図20では、スイッチング素子215a、215b、215c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20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227、217b及び電流検出部211a、211bの検出値を使用しなくてもよい。また、実施の形態11に係る制御は、 $\alpha\beta$ 座標上で行ってもよいし、三相座標上で行ってもよい。

[0142] 実施の形態12.

実施の形態12では、実施の形態1又は実施の形態2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、2、9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。

[0143] 図21は、実施の形態12に係る交流直流変換装置2の構成例を示す図である。図21の交流直流変換装置2において、整流回路20は、フルPAM回路と呼ばれる構成である。整流回路20は、三相ダイオードブリッジセル

228と、スイッチング素子215と、ダイオード218とを備えて構成される。

[0144] 制御部6は、電圧検出部227、217b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215を制御するためのスイッチング信号を生成する。なお、図21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。

[0145] 制御部6は、スイッチング素子215に対し、実施の形態1又は実施の形態2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21に示す交流直流変換装置2においても、実施の形態1又は実施の形態2と同様な効果を得ることができる。

[0146] なお、図21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21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227、217b及び電流検出部211の検出値を使用しなくてもよい。また、実施の形態12に係る制御は、 $\alpha\beta$ 座標上で行ってもよいし、三相座標上で行ってもよい。

[0147] 実施の形態13.

実施の形態13では、実施の形態1又は実施の形態2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、2、9、12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。

[0148] 図22は、実施の形態13に係る交流直流変換装置2の構成例を示す図である。図22の交流直流変換装置2では、図21の交流直流変換装置2の構成において、三相交流電源5と三相ダイオードブリッジセル228との間に配置されていたリアクトル212a、212b、212cがリアクトル212に置き替えられている。図22において、リアクトル212は、三相ダイ

オードブリッジセル 228 とダイオード 218 との間に配置されている。その他は、図 21 と同一又は同等である。

[0149] 制御部 6 は、電圧検出部 227, 217b 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 215 を制御するためのスイッチング信号を生成する。なお、図 22 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。

[0150] 制御部 6 は、スイッチング素子 215 に対し、実施の形態 1 又は実施の形態 2 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 22 に示す交流直流変換装置 2 においても、実施の形態 1 又は実施の形態 2 と同様な効果を得ることができる。

[0151] なお、図 22 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 22 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 227, 217b 及び電流検出部 211 の検出値を使用しなくてもよい。また、実施の形態 13 に係る制御は、 $\alpha\beta$ 座標上で行ってもよいし、三相座標上で行ってもよい。

[0152] 実施の形態 14.

実施の形態 14 では、実施の形態 1 又は実施の形態 2 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, 2, 9 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。

[0153] 図 23 は、実施の形態 14 に係る交流直流変換装置 2 の構成例を示す図である。図 23 の交流直流変換装置 2 では、整流回路 20 が、三相ダイオードブリッジセル 228 と、三相双方向スイッチングセル 231 とで構成される。三相双方向スイッチングセル 231 は、6つのスイッチング素子 231a, 231b, 231c, 231d, 231e, 231f を備える。また、図

23では、図18のコンデンサ216が直列接続される2つのコンデンサ216a, 216bに置き替えられている。直列接続されたコンデンサ216a, 216bは、直流母線9a, 9b間に接続される。三相双方向スイッチングセル231は、スイッチング素子231a, 231b、スイッチング素子231c, 231d及びスイッチング素子231e, 231fがペアとなって直列に接続される。直列接続された各ペアは、各相ごとに、三相ダイオードブリッジセル228とコンデンサ216a, 216bの接続点との間に配置される。なお、図23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。

[0154] 制御部6は、6つのスイッチング素子231a, 231b, 231c, 231d, 231e, 231fに対し、実施の形態1又は実施の形態2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23に示す交流直流変換装置2においても、実施の形態1又は実施の形態2と同様な効果を得ることができる。

[0155] なお、図23では、スイッチング素子231a, 231b, 231c, 231d, 231e, 231f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23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227, 217b及び電流検出部211a, 211bの検出値を使用しなくてもよい。また、実施の形態14に係る制御は、 $\alpha\beta$ 座標上で行ってもよいし、三相座標上で行ってもよい。

[0156] 実施の形態15.

実施の形態15では、実施の形態1又は実施の形態2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, 2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。

[0157] 図24は、実施の形態15に係る交流直流変換装置2の構成例を示す図である。図24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、図12で説明したフルPAM回路の構成において、リアクトル212、スイッチング素子215及びダイオード218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24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。

[0158] 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又は実施の形態2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24に示す交流直流変換装置2においても、実施の形態1又は実施の形態2と同様な効果を得ることができる。

[0159] なお、図24では、スイッチング素子2193a、2193b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24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。また、図24では、インタリーブセル219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219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14に示した整流回路20もインタリーブ構成にしてもよい。

[0160] 実施の形態16.

図25は、実施の形態16に係る冷凍サイクル適用機器900の構成例を示す図である。実施の形態16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。実施の形態16に係る冷凍サイクル適用機器900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。

- [0161] 冷凍サイクル適用機器 900 は、実施の形態 1 におけるモータ 41 を内蔵した圧縮機 42 と、四方弁 902 と、室内熱交換器 906 と、膨張弁 908 と、室外熱交換器 910 とが冷媒配管 912 を介して取り付けられている。圧縮機 42 の内部には、冷媒を圧縮する圧縮機構 904 と、圧縮機構 904 を動作させるモータ 41 とが設けられている。冷凍サイクル適用機器 900 は、四方弁 902 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。
- [0162] 圧縮機構 904 は、可変速制御されるモータ 41 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 904 で加圧されて送り出され、四方弁 902、室内熱交換器 906、膨張弁 908、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。
- [0163] なお、実施の形態 16 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 15 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 又は実施の形態 2 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 15 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。
- [0164] 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。例えば、上述した制御手法は、直流交流変換装置にも適用

可能である。

符号の説明

[0165] 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、5 三相交流電源、6 制御部、8 回転機駆動装置、9 a, 9 b 直流母線、20 整流回路、41 モータ、42 圧縮機、211, 211 a, 211 b 電流検出部、212, 212 a, 212 b, 212 c, 2191 a, 2191 b リアクトル、213 a, 213 b, 213 c 単相ダイオードブリッジセル、215, 215 a, 215 b, 215 c, 220 a, 220 b, 220 c, 220 d, 220 e, 220 f, 220 g, 220 h, 231 a, 231 b, 231 c, 231 d, 231 e, 231 f, 2193 a, 2193 b スwitching素子、216, 216 a, 216 b, 216 c, 216 d コンデンサ、217 a, 217 b, 217 c, 227 電圧検出部、218, 218 a, 218 b, 218 c, 2192 a, 2192 b 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、226 三相フルブリッジセル、228 三相ダイオードブリッジセル、229 三相簡易PAMセル、231 三相双方向スwitchingセル、611, 614, 6172 減算器、612 電圧制御器、613 乗算器、615 電流制御器、616 スwitching信号生成器、617 正弦波信号生成器、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、6171 PLL演算器、6173 正弦波演算器、6174 位相シフト量演算器。

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、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交流電源側に配置されるリアクトルと、
 前記交流電源と前記整流回路との間に流れる電源電流を検出する電流検出部と、
 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交流電源側に配置され、
 前記制御部は、前記電源電流の位相を変化させ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] 前記制御部は、前記スイッチング素子をオフにして前記整流回路をパッシブ動作させたときに検出される前記電源電流の基本波を基準に前記電源電流の位相を変化させるように前記スイッチング信号を生成する
 請求項1に記載の交流直流変換装置。
- [請求項3] 前記直流母線の電圧である母線電圧を検出する第1の電圧検出部と、
 、
 前記電源電圧を検出する第2の電圧検出部と、
 を備え、
 前記制御部は、前記母線電圧の検出値と前記電源電圧の検出値との大小関係に応じて、前記電源電流の位相を変化させるように前記スイッチング信号を生成する

請求項 2 に記載の交流直流変換装置。

[請求項4] 前記制御部は、前記整流回路をパッシブ動作させたときに前記電源電流が流れ始める第 1 の位相と、前記電源電流の通流後に前記電源電流の通流が終了する第 2 の位相とに基づいて位相シフト量を演算し、演算した前記位相シフト量を用いて前記電源電流の位相を変化させる請求項 3 に記載の交流直流変換装置。

[請求項5] 前記制御部は、最適化手法を用いて位相シフト量を演算し、演算した前記位相シフト量を用いて前記電源電流の位相を変化させる請求項 3 に記載の交流直流変換装置。

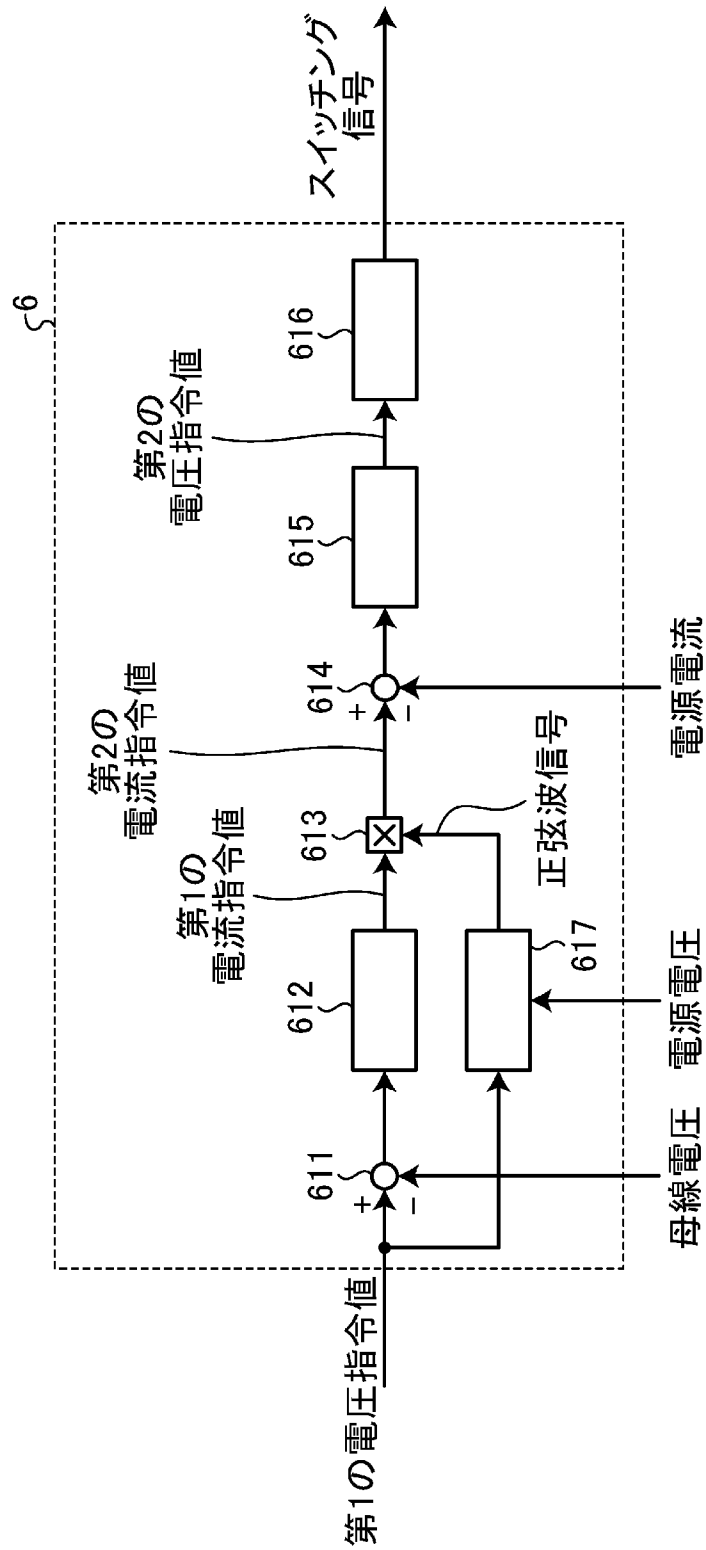
[請求項6] 前記最適化手法の評価関数は、前記電源電圧又は前記電源電流に含まれる高調波成分に紐付けられている請求項 5 に記載の交流直流変換装置。

[請求項7] 前記電源電流がゼロとなる位相は、前記電源電圧の周波数及び前記リアクトルのインダクタンスには依存せず、前記直流母線の電圧である母線電圧と前記電源電圧の実効値との比である電圧比によって変化する性質を有する請求項 1 から 6 の何れか 1 項に記載の交流直流変換装置。

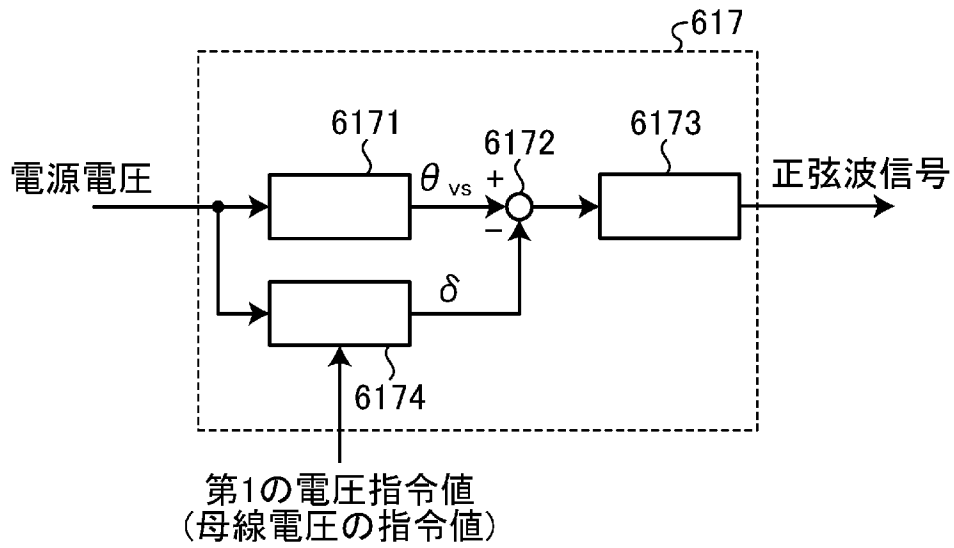
[請求項8] 請求項 1 から 7 の何れか 1 項に記載の交流直流変換装置を備える回転機駆動装置。

[請求項9] 請求項 1 から 7 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。

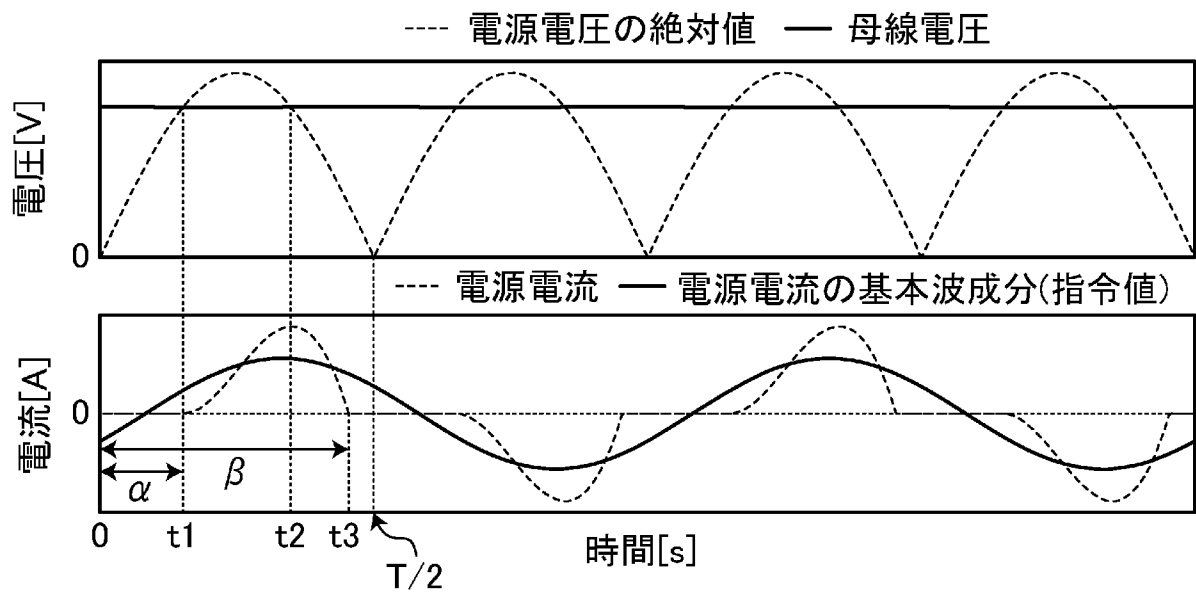
[図3]



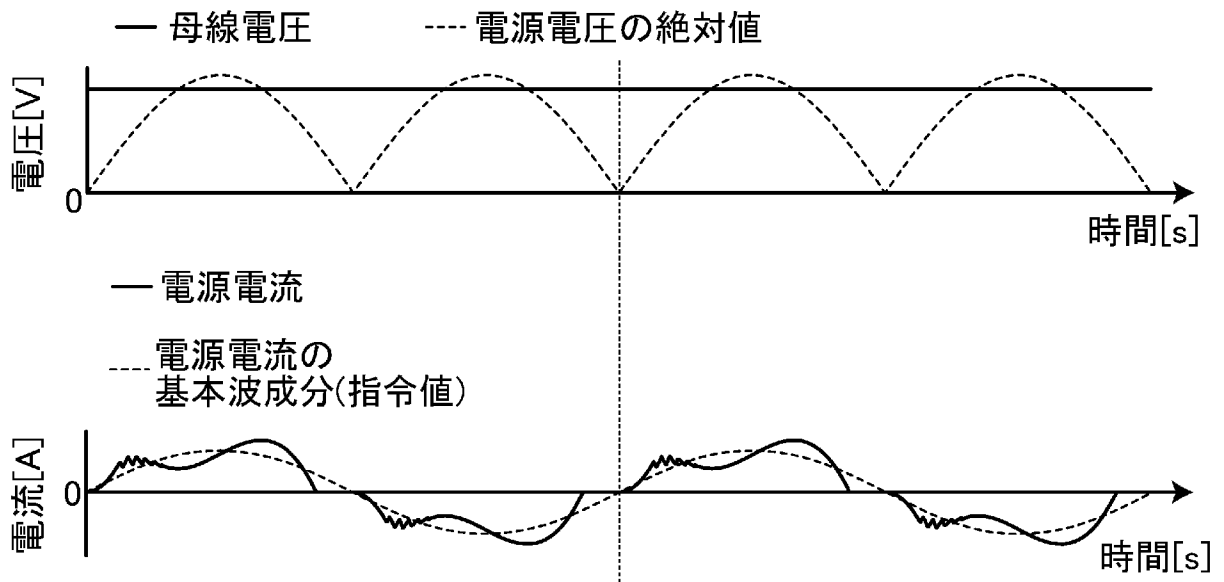
[図4]



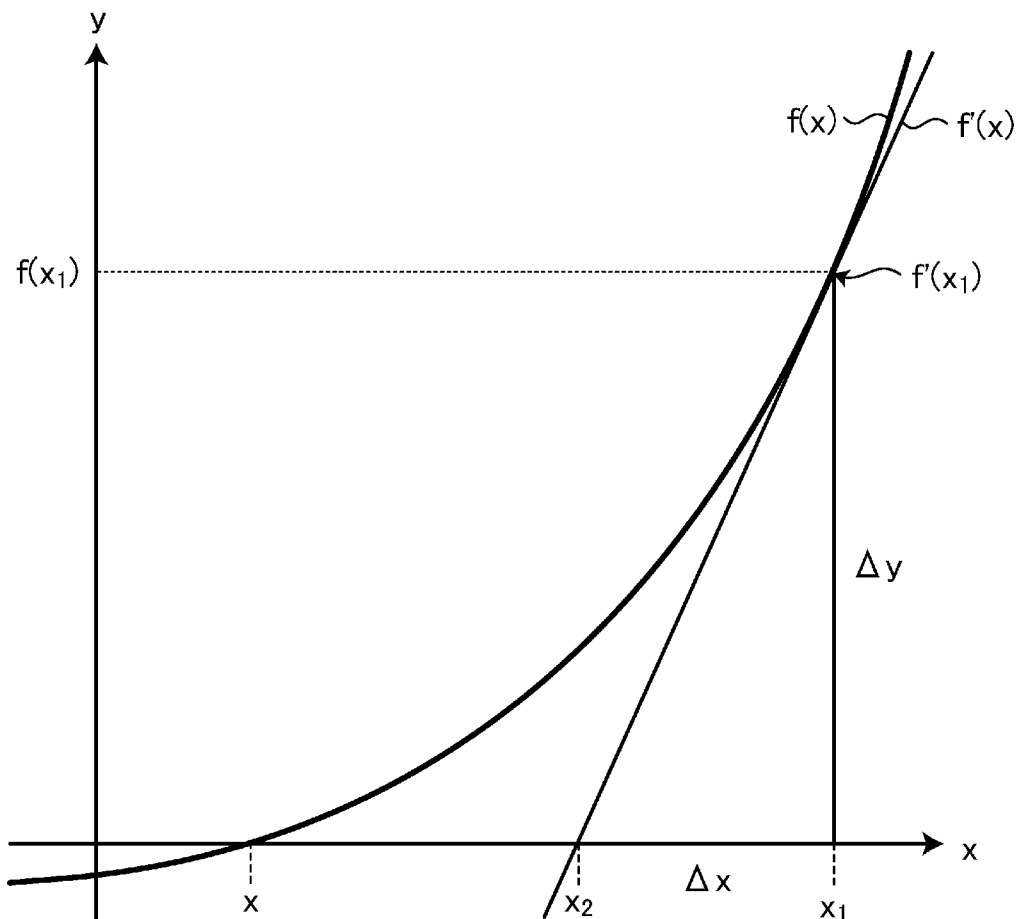
[図5]



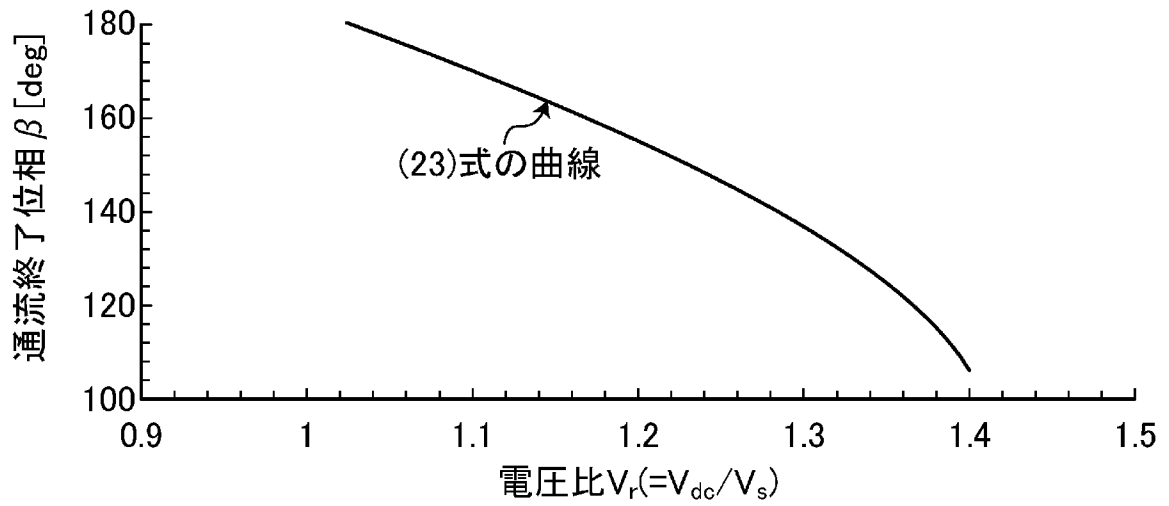
[図6]



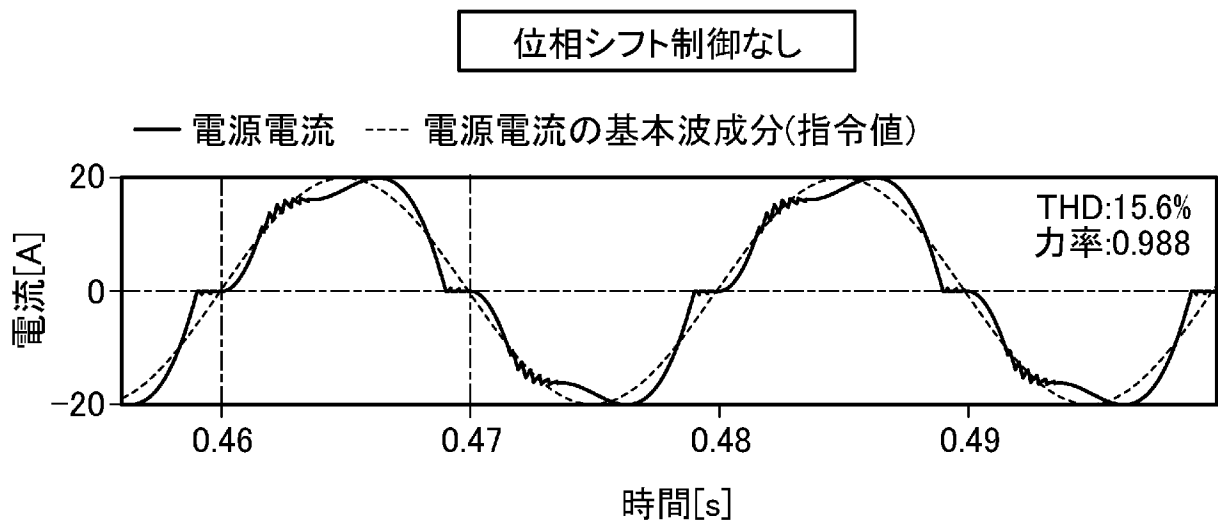
[図7]



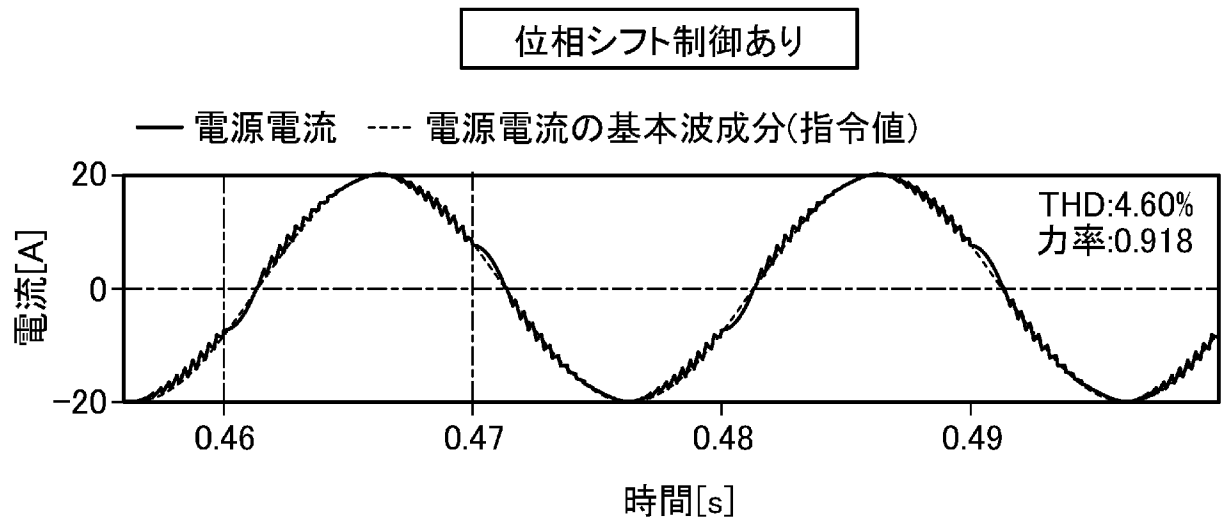
[図8]



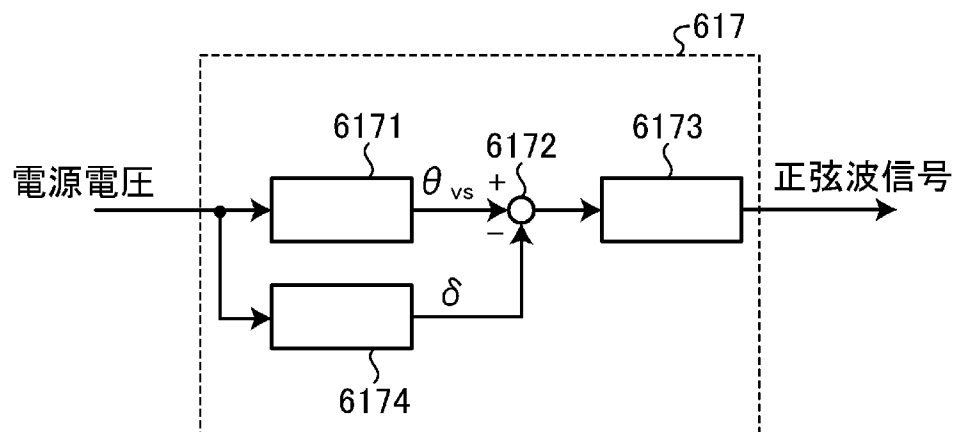
[図9]



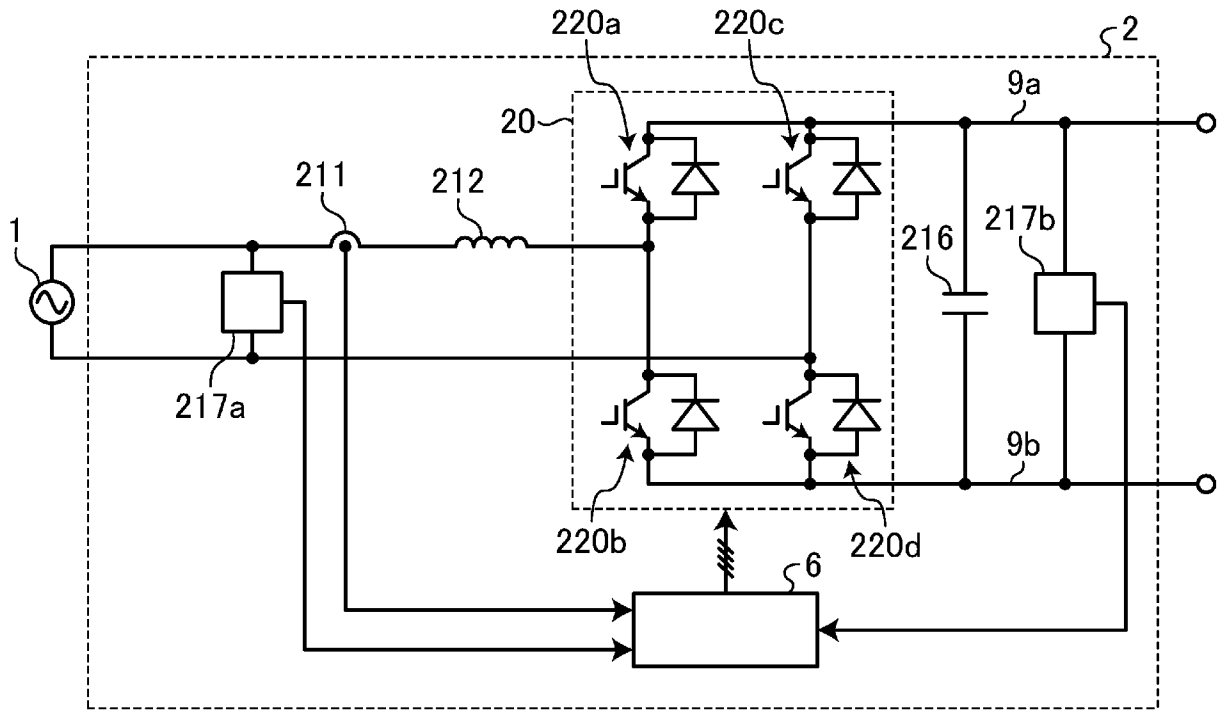
[図10]



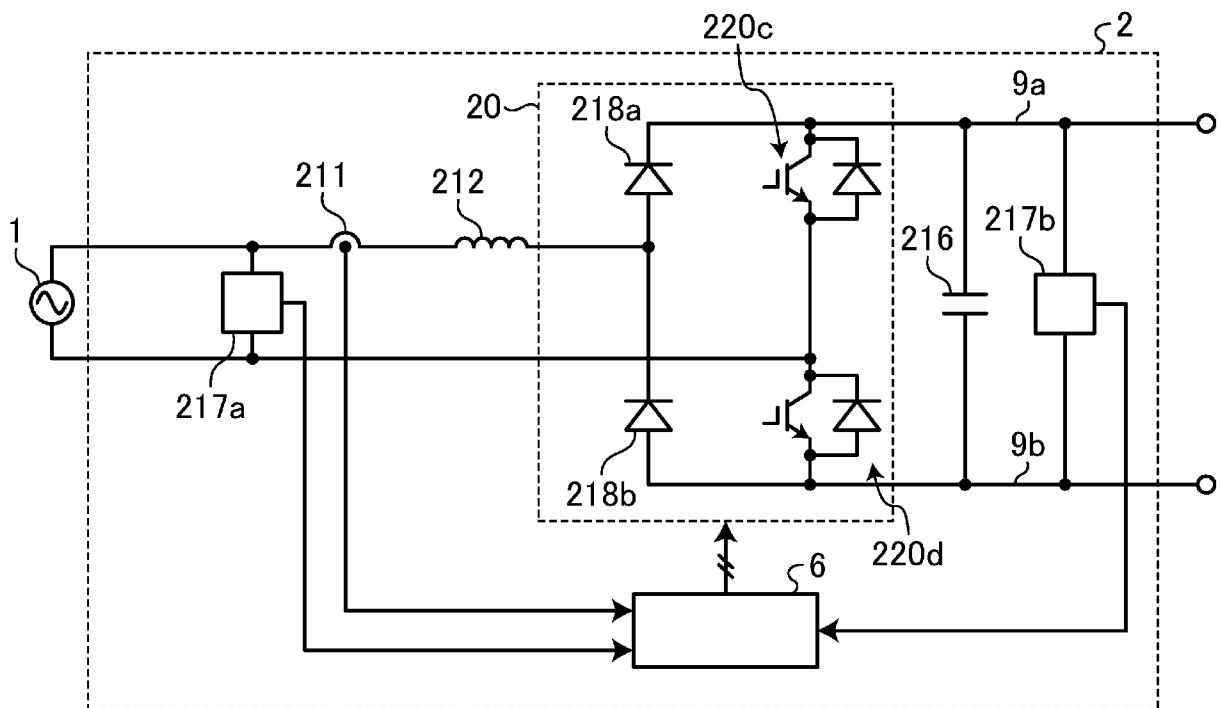
[図11]



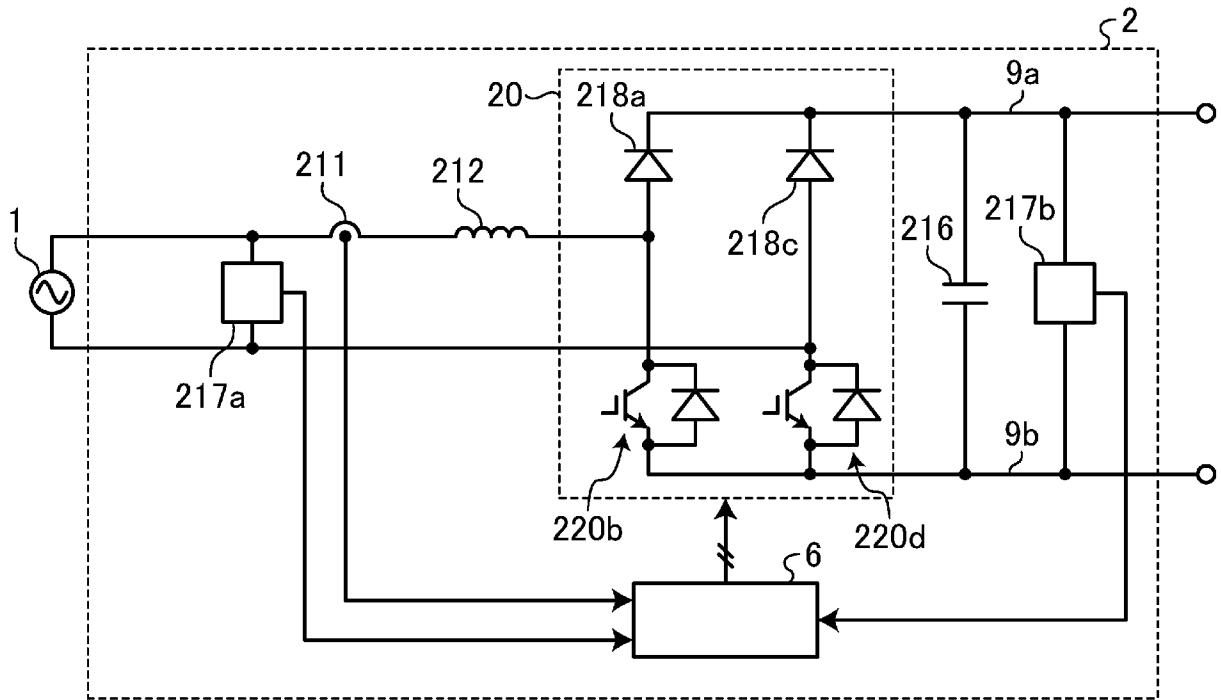
[図12]



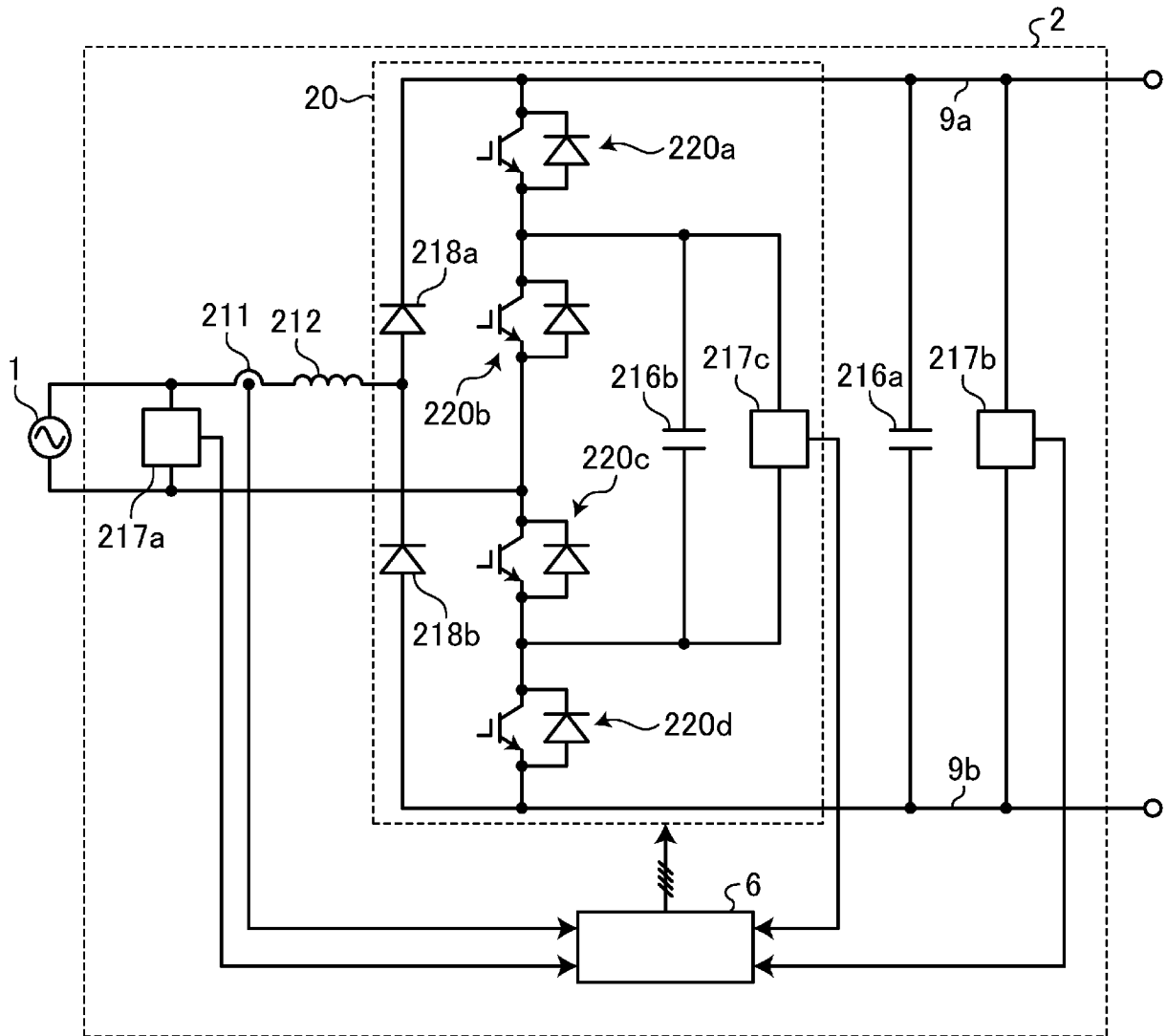
[図13]



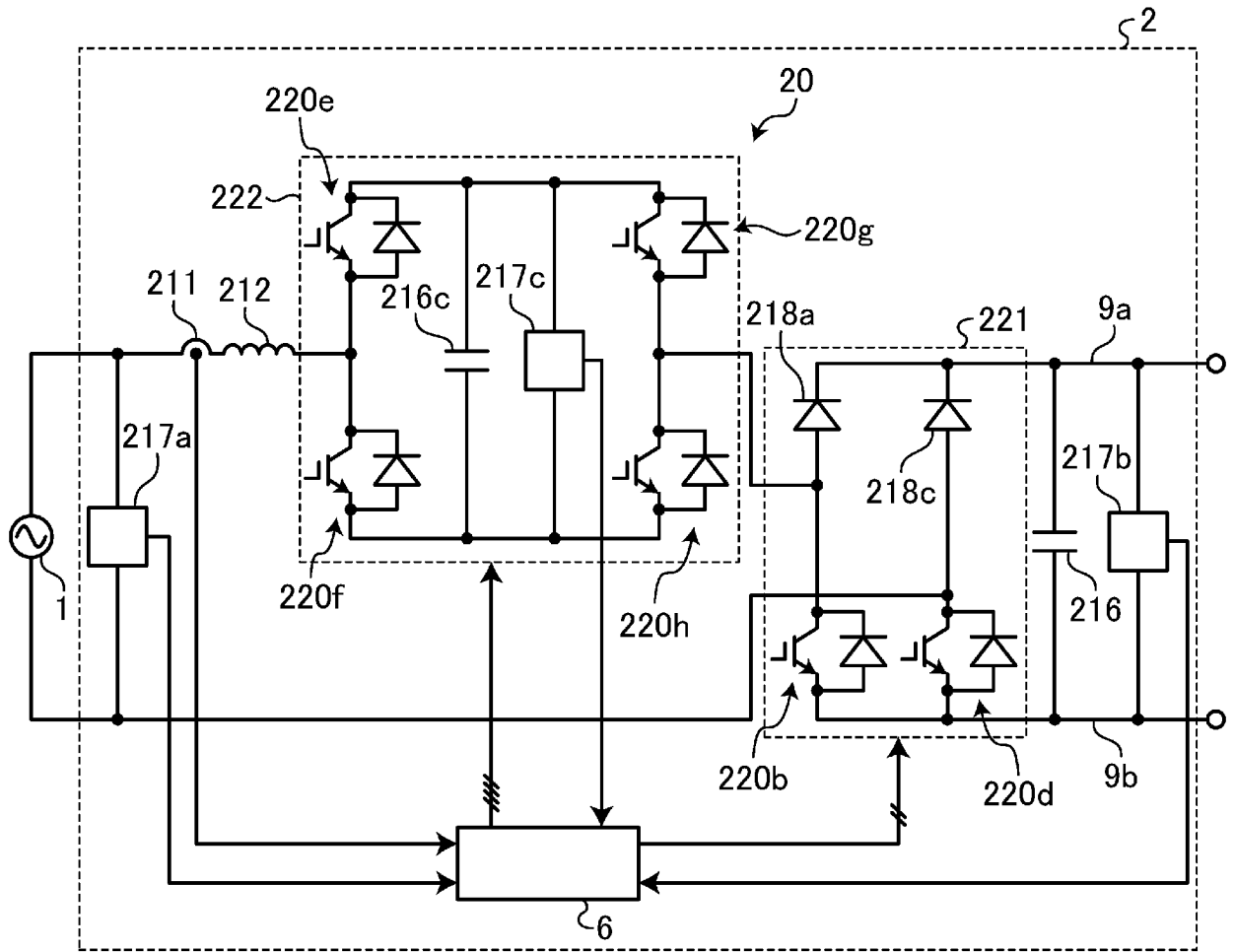
[図14]



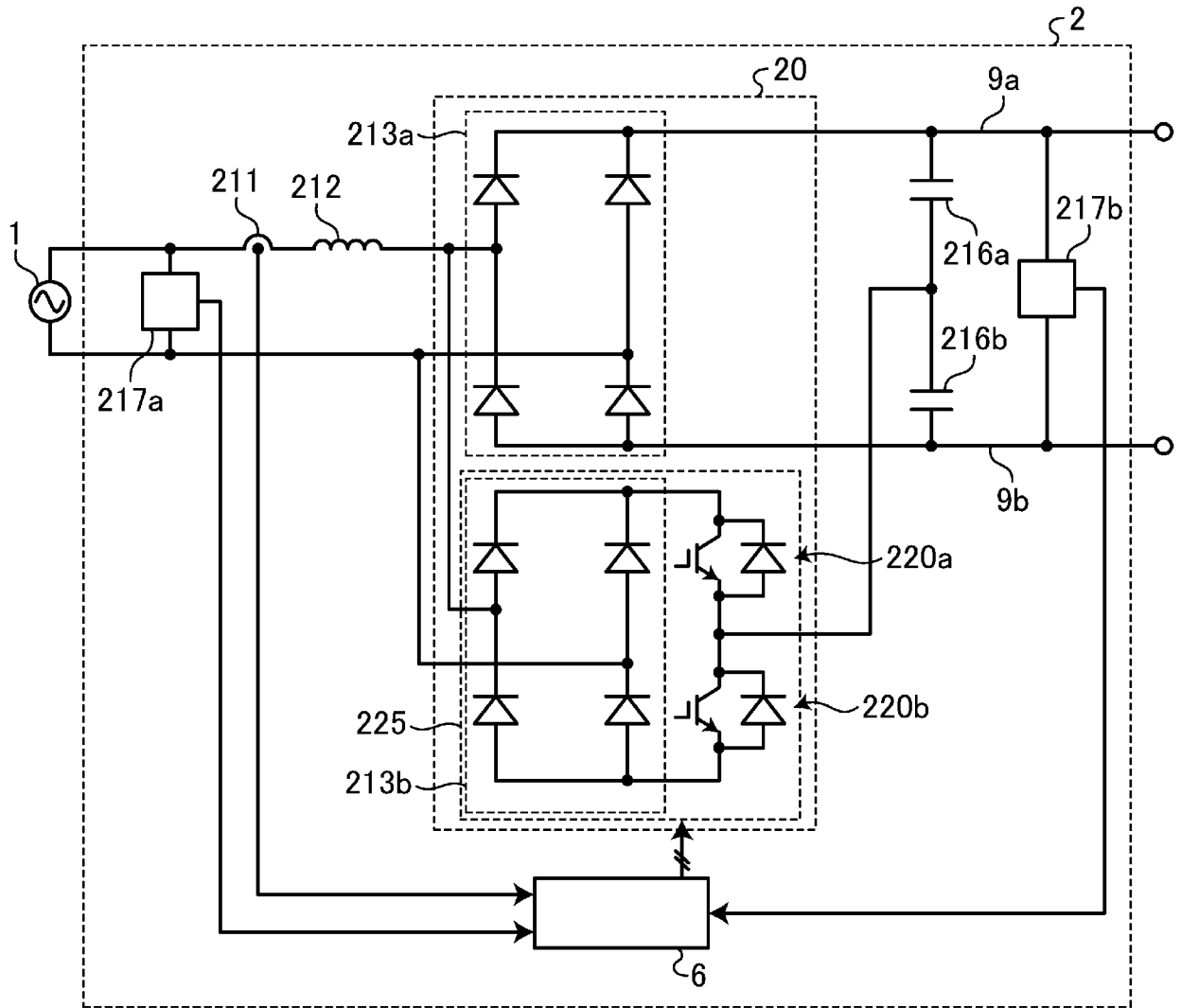
[図15]



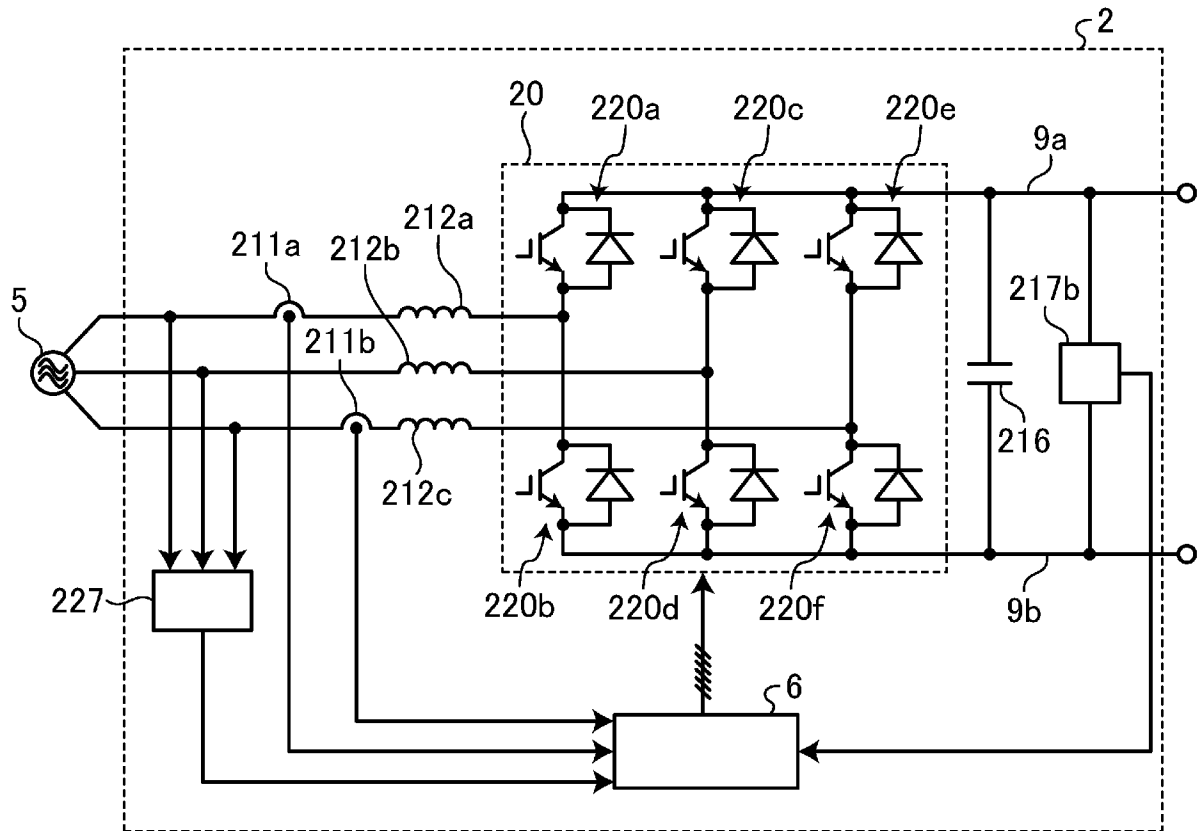
[図16]



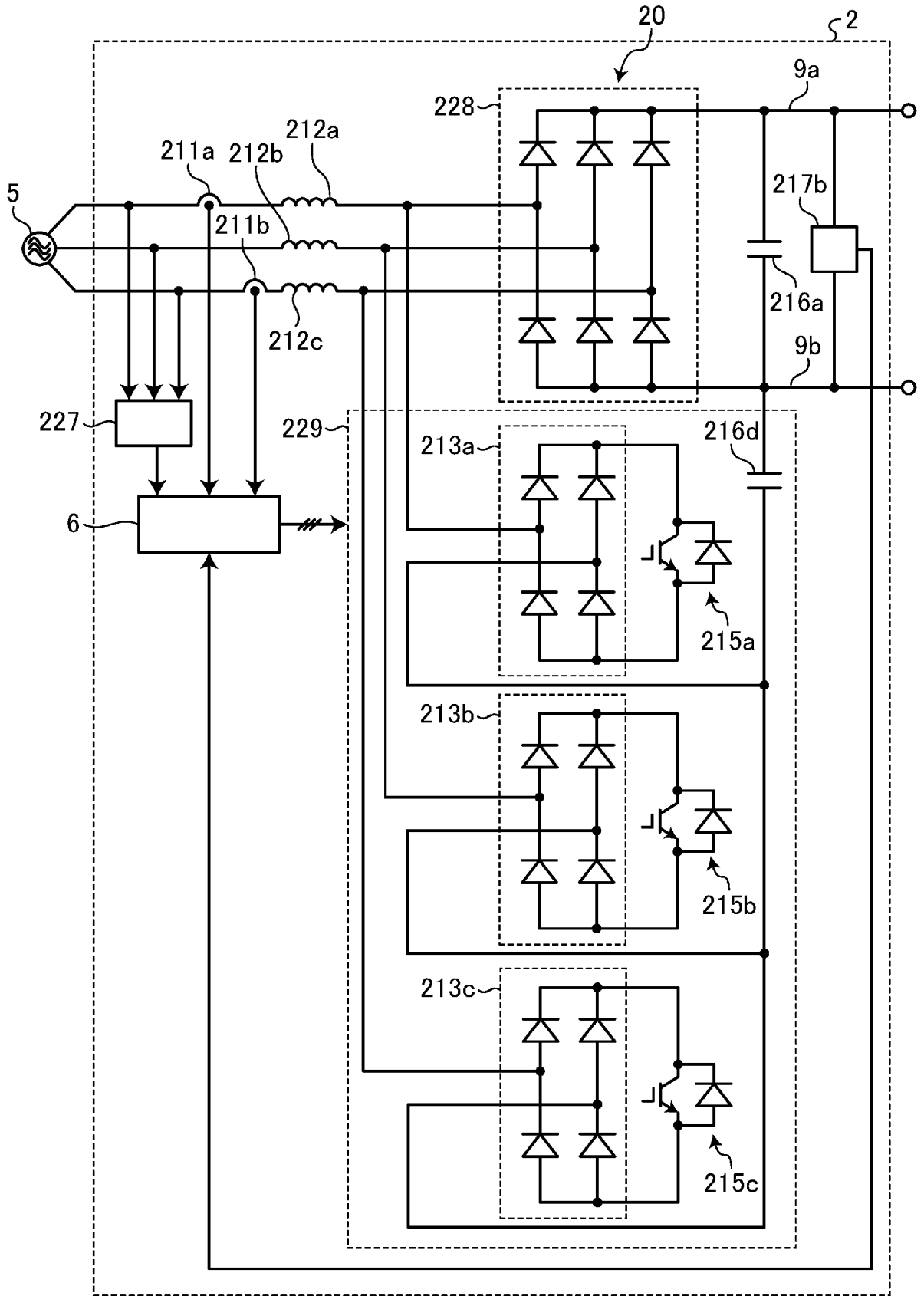
[図17]



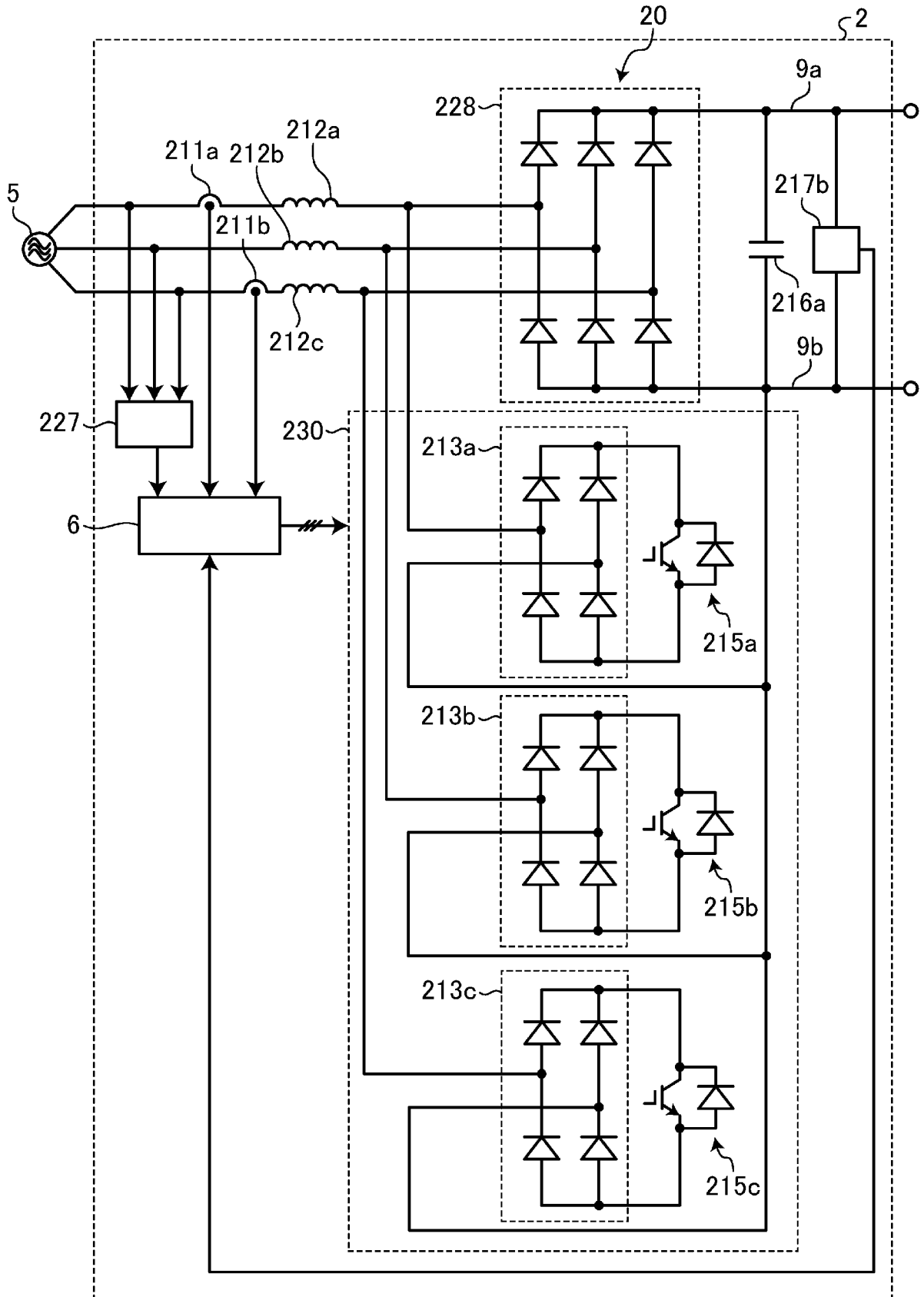
[図18]



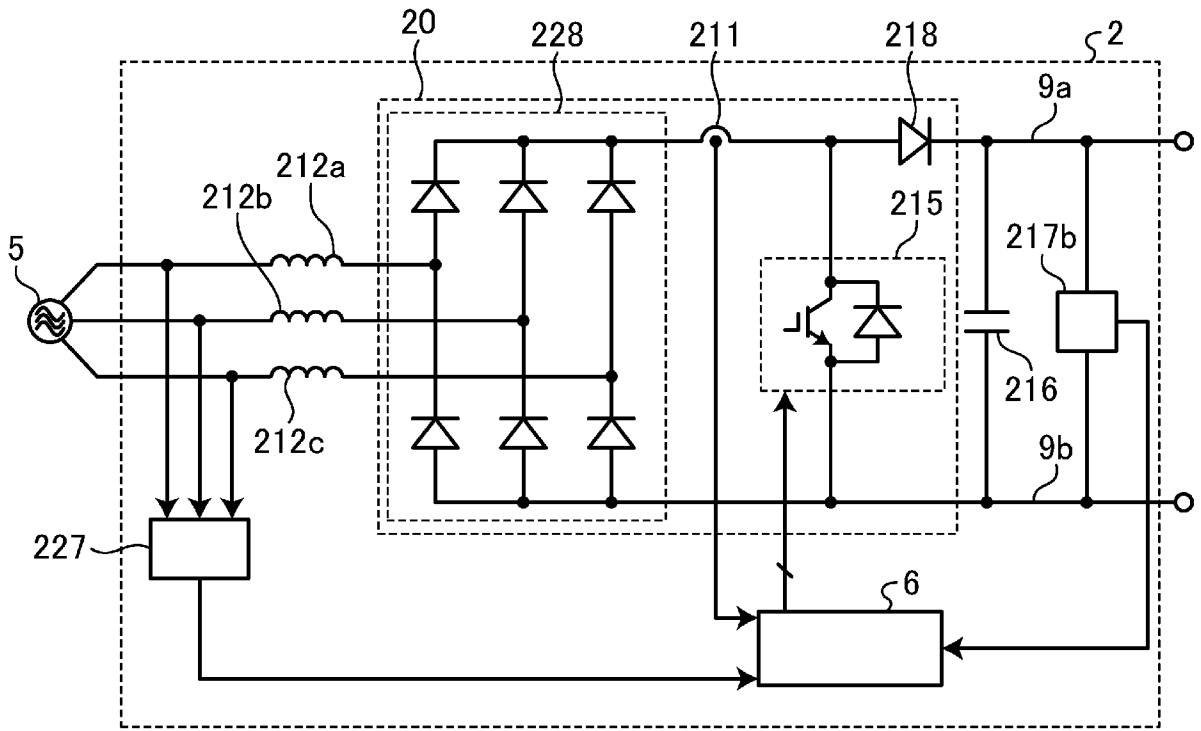
[圖19]



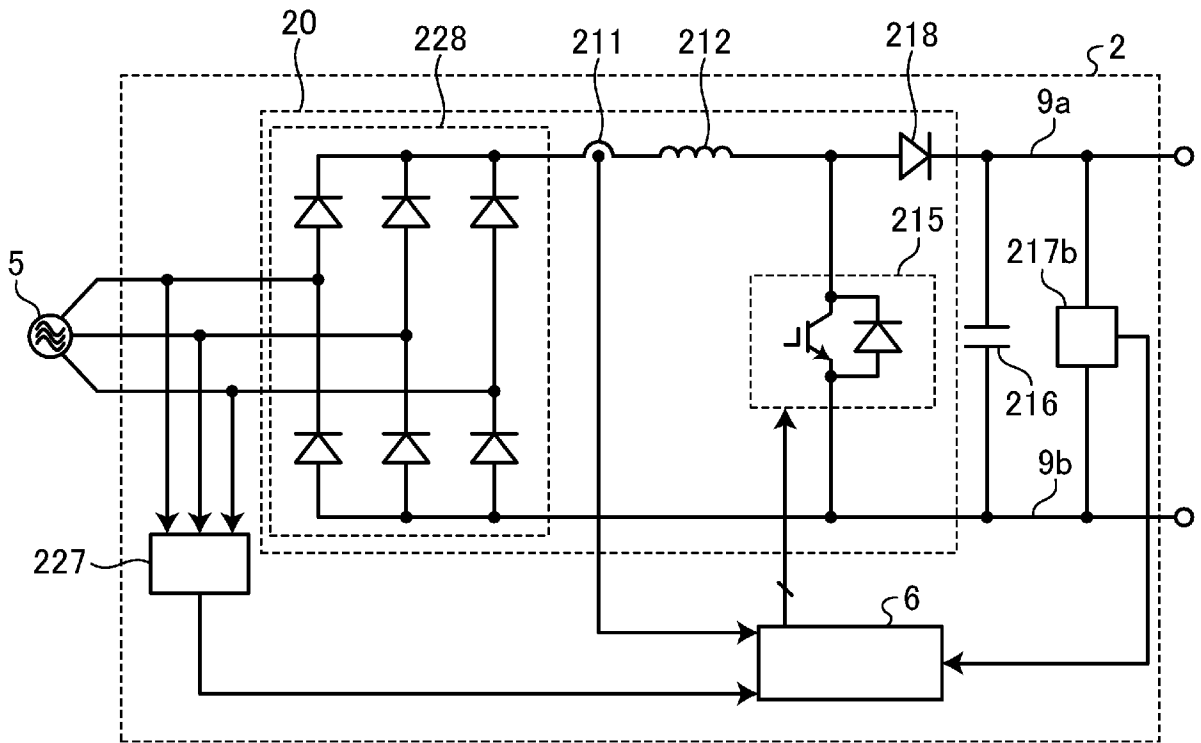
[図20]



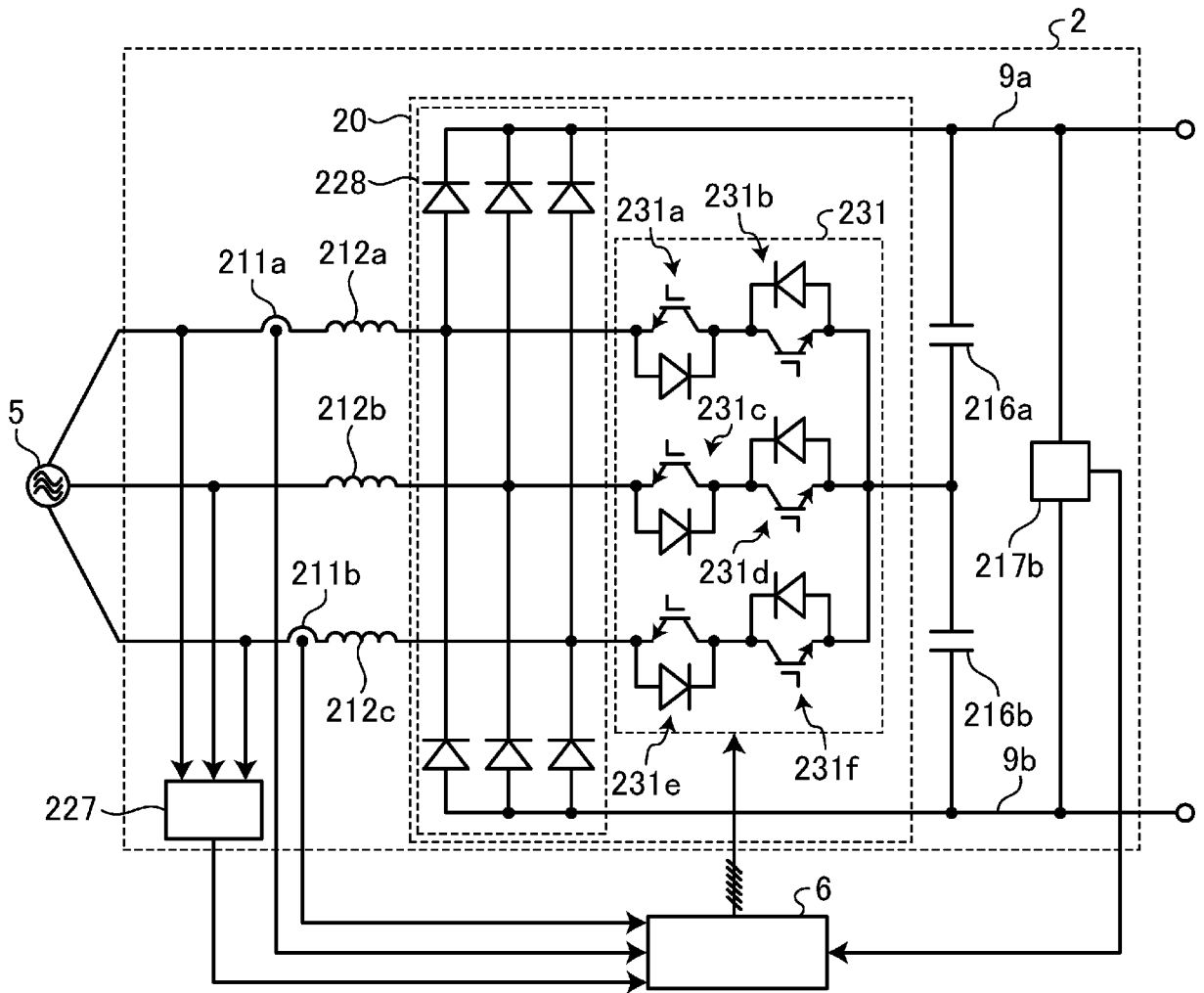
[図21]



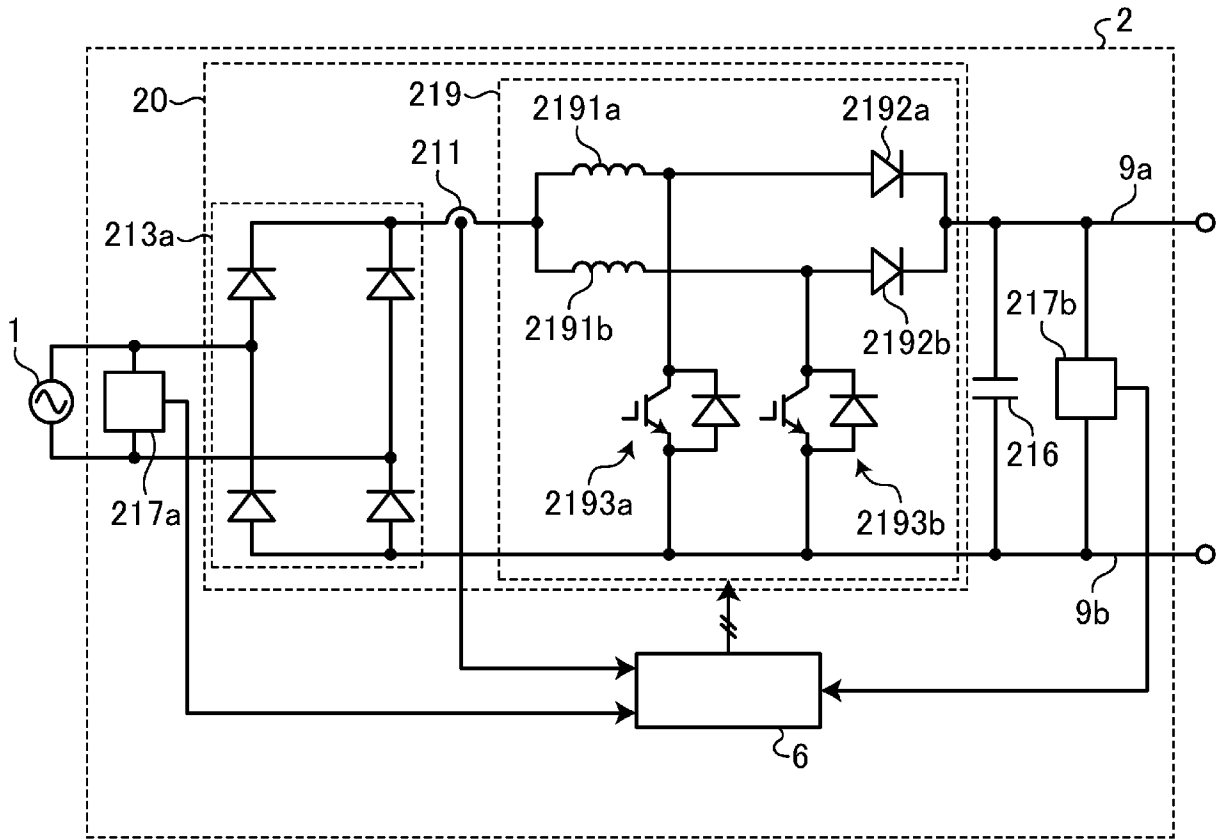
[図22]



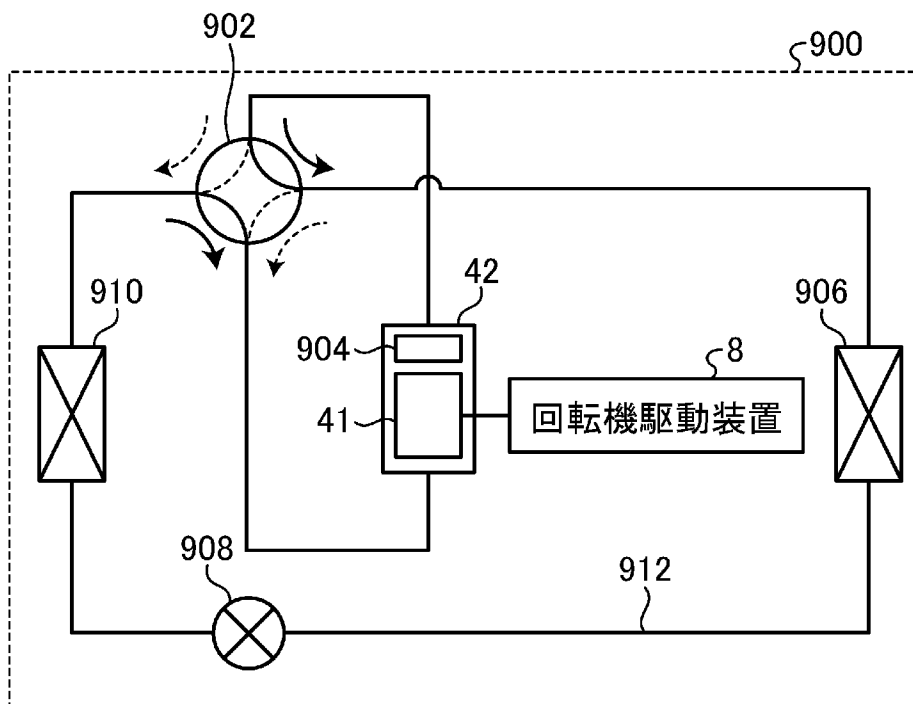
[図23]



[図24]



[図25]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2023/047278

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER		
<i>H02M 7/12</i> (2006.01)i FI: H02M7/12 Q		
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		
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.
X	JP 2016-144323 A (JOHNSON CONTROLS HITACHI AIR CONDITIONING TECHNOLOGY (HONGKONG) LTD.) 08 August 2016 (2016-08-08) paragraphs [0014]-[0059], [0071]-[0073], fig. 1-3	1, 8, 9
A	paragraphs [0014]-[0059], [0071]-[0073], fig. 1-3	2-7
A	JP 6151034 B2 (MITSUBISHI HEAVY INDUSTRIES, LTD.) 21 June 2017 (2017-06-21) entire text, all drawings	1-9
A	JP 2011-125147 A (HITACHI, LTD.) 23 June 2011 (2011-06-23) entire text, all drawings	1-9
<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 13 March 2024		Date of mailing of the international search report 26 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/JP2023/047278

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)	Publication date (day/month/year)
JP	2016-144323	A	08 August 2016	(Family: none)	
JP	6151034	B2	21 June 2017	EP 2924861	A1
				entire text, all drawings	
				JP 2014-150622	A
				WO 2014/119033	A1
				CN 104885351	A
JP	2011-125147	A	23 June 2011	EP 2333943	A2
				entire text, all drawings	
				CN 102097958	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 FI: H02M7/12 Q		
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 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
X	JP 2016-144323 A (ジョンソンコントロールズ ヒタチ エア コンディショニング テクノロジー (ホンコン) リミテッド) 08.08.2016 (2016 - 08 - 08) 段落14-59, 71-73, 図1-3	1,8,9
A	段落14-59, 71-73, 図1-3	2-7
A	JP 6151034 B2 (三菱重工業株式会社) 21.06.2017 (2017 - 06 - 21) 全文, 全図	1-9
A	JP 2011-125147 A (株式会社日立製作所) 23.06.2011 (2011 - 06 - 23) 全文, 全図	1-9
<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、一般的技术水準を示すもの “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 13.03.2024	国際調査報告の発送日 26.03.2024	
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） 佐藤 匡 5G 9650 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/JP2023/047278

引用文献	公表日	パテントファミリー文献	公表日
JP 2016-144323 A	08.08.2016	(ファミリーなし)	
JP 6151034 B2	21.06.2017	EP 2924861 A1 全文, 全図	
		JP 2014-150622 A	
		WO 2014/119033 A1	
		CN 104885351 A	
JP 2011-125147 A	23.06.2011	EP 2333943 A2 全文, 全図	
		CN 102097958 A	