

(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)



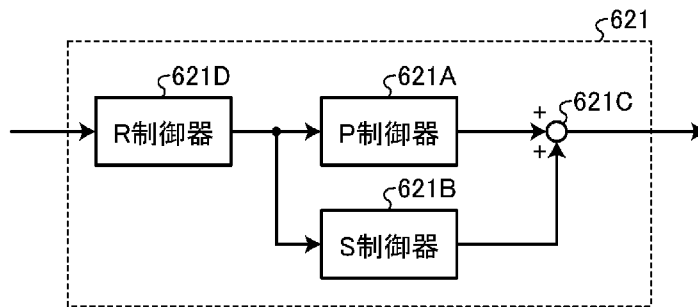
(10) 国際公開番号

WO 2025/141865 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 7/12 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2023/047276
- (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, 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.

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

(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



621A P controller
621B S controller
621D R controller

(57) Abstract: An AC/DC conversion device (2) comprises: a rectifier circuit (20) that has 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 bus lines (9a, 9b) and smooths the output voltage of the rectifier circuit (20); a reactor (212) that is disposed closer to the AC power supply (1) side than the capacitor (216); and a control unit (6) that generates a switching signal for controlling the switching element (215). The control unit (6) has an R controller (621D) for reducing harmonic components contained in the power supply current flowing between the AC power supply (1) and the rectifier circuit (20), and generates the switching signal so that the harmonic components conform to the harmonic specification value of the power supply current.



WO 2025/141865 A1

(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))

(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、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、交流電源 (1) と整流回路 (20) との間に流れる電源電流に含まれる高調波成分を低減させるR制御器 (621D) を有し、高調波成分が電源電流の高調波規格値に準拠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、コンバータ回路を用いるのが一般的である。コンバータ回路は、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。コンバータ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。

[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ある。

[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、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、スイッチング素子はコンデンサよりも交流電源側に配置される。制御部は、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を低減

させる繰り返し制御器を有し、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、電源電流に含まれる高調波成分が、電源電流の高調波規格値に準拠す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に準拠できるといふ効果を奏する。

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回路図
[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に係る電圧制御部の構成例を示すブロック図
[図5]実施の形態1に係る電流制御部の構成例を示すブロック図
[図6]図5に示す電流制御器をP S制御器で構成した場合の構成例を示すブロック図
[図7]図5に示す電流制御部に目標値フィルタを導入した場合の構成例を示すブロック図
[図8]図7に示す電流制御部を含む交流直流変換装置における電流制御系の伝達関数の説明に供するブロック図
[図9]実施の形態1に係るスイッチング信号生成部の構成例を示すブロック図
[図10]図7に示す電流制御器にP I制御を適用した場合の電源電圧、母線電圧及び電源電流の動作波形例を示す図
[図11]図7に示す電流制御器にP S制御を適用した場合の電源電圧、母線電圧及び電源電流の動作波形例を示す図
[図12]図5に示す電流制御器をR制御器とP S制御器とで構成した場合の第1の構成例を示すブロック図
[図13]図12に示すR制御器の第1の構成例を示すブロック図
[図14]図5に示す電流制御器をR制御器とP S制御器とで構成した場合の第

2の構成例を示すブロック図

[図15]図12に示す電流制御器に図13に示すR制御器を適用した制御器の伝達特性を示すボード線図

[図16]図12に示すR制御器の第2の構成例を示すブロック図

[図17]図12に示す電流制御器に図16に示すR制御器を適用した制御器の伝達特性を示すボード線図

[図18]図6に示す電流制御器を図7の電流制御部に適用した場合の電流高調波特性の一例を示す図

[図19]図12に示す電流制御器を図7の電流制御部に適用した場合の電流高調波特性の一例を示す図

[図20]図12に示すR制御器の第3の構成例を示すブロック図

[図21]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22]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23]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24]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25]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26]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27]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28]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29]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30]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31]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32]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33]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34]実施の形態15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 4 1 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 4 1 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。なお、本稿では、電圧検出部 2 1 7 a, 2 1 7 b を符号無しで区別するときには、電圧検出部 2 1 7 b を「第 1 の電圧検出部」と呼び、電圧検出部 2 1 7 a を「第 2 の電圧検出部」と呼ぶ。

[0015] 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、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 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。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、整流回路 2 0 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。
- [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。
- [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 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 217a, 217b 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。
- [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、電圧制御部 61 と、電流制御部 62 と、スイッチング信号生成部 63 とを備える。電圧制御部 61 は、第 1 の電圧指令値を用いて第 1 の電流指令値を生成する。電流制御部 62 は、第 1 の電流指令値を用いて第 2 の電圧指令値を生成する。スイッチング信号生成部 63 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。
- [0022] 図 4 は、実施の形態 1 に係る電圧制御部 61 の構成例を示すブロック図である。電圧制御部 61 は、電圧制御器 611 と、減算器 612 とを備える。電圧制御部 61 は、母線電圧の指令値である第 1 の電圧指令値を用いて第 1 の電流指令値を生成する。より詳細に説明すると、減算器 612 は、第 1 の

電圧指令値と電圧検出部 2 1 7 b が検出した検出電圧との差分である電圧偏差を生成する。電圧制御器 6 1 1 は、減算器 6 1 2 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 1 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 1 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] 図 5 は、実施の形態 1 に係る電流制御部 6 2 の構成例を示すブロック図である。電流制御部 6 2 は、電流制御器 6 2 1 と、減算器 6 2 2 と、乗算器 6 2 3 とを備える。電流制御部 6 2 は、第 1 の電流指令値を正弦波に追従させた第 2 の電流指令値を用いて第 2 の電圧指令値を生成する。より詳細に説明すると、乗算器 6 2 3 は、第 1 の電流指令値に加振信号を乗算する。加振信号は、電源電圧の位相と同期した正弦波である。正弦波は、電圧検出部 2 1 7 a が検出した検出電圧の位相である電圧位相に基づいて生成される。乗算器 6 2 3 の出力は、第 2 の電流指令値として減算器 6 2 2 に入力される。減算器 6 2 2 は、第 2 の電流指令値と電流検出部 2 1 1 が検出した検出電流との差分である電流偏差を生成する。電流制御器 6 2 1 は、減算器 6 2 2 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 6 2 1 は、例えば P S 制御器で構成することができる。

[0027] 図6は、図5に示す電流制御器621をPS制御器で構成した場合の構成例を示すブロック図である。PS制御器は、図6に示すように、P制御器621AとS制御器621Bとを並列に接続し、P制御器621A及びS制御器621Bの各出力を加算器621Cで加算して出力するように構成された制御器である。S制御器621Bは、角周波数 ω_n の正弦波入力に対する追従性能を向上させた制御器である。S制御器621B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に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。なお、電流制御器621は、PS制御器に並列にI制御器を挿入して、PIS (Proportional Integral Sinusoidal: 比例積分正弦波) 制御器として構成してもよい。

[0028] 電流制御器621をPS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。

[0029] [数2]

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

[0030] 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_{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。

[0031] 図7は、図5に示す電流制御部62に目標値フィルタ624を導入した場合の構成例を示すブロック図である。また、図8は、図7に示す電流制御部62を含む交流直流変換装置2における電流制御系7の伝達関数の説明に供するブロック図である。

[0032] 図7では、図5に示す電流制御部62の前段に目標値フィルタ624が挿入されている。目標値フィルタ624は、図5に示す電流制御部62の伝達

関数の応答を調節するために挿入されている。具体的に、電流制御部 6 2 の伝達関数の応答は、電流制御部 6 2 の伝達関数の零点が目標値フィルタ 6 2 4 の極で打ち消されるようにすることで調節される。

[0033] ここで、図 8 の電流制御系 7 における閉ループ伝達関数 $G_{close(s)}$ は、以下の (3) 式で表すことができる。

[0034] [数3]

$$G_{close(s)} = \frac{G_C G_P}{1 + G_C G_P} \quad \dots (3)$$

[0035] 上記 (3) 式において、 G_C は任意の制御器 7 2 の伝達関数であり、 G_P は任意の制御対象プラント 7 3 の伝達関数である。上記 (3) 式が零点を持つ場合、閉ループの応答は極のみでは決定できない。そこで、閉ループ伝達関数 $G_{close(s)}$ の零点と同じ極を持つ目標値フィルタ 7 4 を閉ループの前段に挿入する。そして、当該目標値フィルタ 7 4 の伝達関数 $G_{F(s)}$ と、閉ループ伝達関数 $G_{close(s)}$ との間で極零相殺を行い、零点の影響を打ち消すことで所望の応答を実現する。目標値フィルタ 7 4 の挿入後の伝達関数 $G'_{close(s)}$ は、以下の (4) 式で表すことができる。

[0036] [数4]

$$\begin{aligned} G'_{close(s)} &= G_{F(s)} G_{close(s)} \\ &= \frac{G_X}{G_C G_P} \frac{G_C G_P}{1 + G_C G_P} \quad \dots (4) \\ &= \frac{G_X}{1 + G_C G_P} \end{aligned}$$

[0037] 上記 (4) 式において、 G_X は任意の伝達関数である。伝達関数 G_X は、伝達関数 $G'_{close(s)}$ の分母多項式におけるラプラス演算子 s のゼロ乗項の値としてもよいし、任意の零点を持つようにしてもよい。このような伝達関数 $G_{F(s)}$ を有する目標値フィルタ 7 4 を適用することで、制御器応答を調整することができる。なお、目標値フィルタ 7 4 と同様の効果を得る制御器として、PI 制御器を用いてもよい。

[0038] ここで、目標値フィルタ 7 4 の伝達関数 $G_{F(s)}$ ($= G_X / (G_C G_P)$) は

、例えば、以下の（５）式で表すことができる。

[0039] [数5]

$$G_{F(s)} = \frac{G_X}{G_C G_P} = \frac{K_{pACR} \omega_n^2}{K_{pACR} s^2 + K_{sACR} s + K_{pACR} \omega_n^2} \quad \dots (5)$$

[0040] また、上記（２）式は、以下の（６）式のように表すことができる。

[0041] [数6]

$$\begin{aligned} G_{ACR(s)} &= K_{pACR} + \frac{K_{sACR} s}{s^2 + \omega_n^2} \quad \dots (6) \\ &= \frac{K_{pACR} s^2 + K_{sACR} s + K_{pACR} \omega_n^2}{s^2 + \omega_n^2} \end{aligned}$$

[0042] 従って、上記（５）式と、上記（６）式とを乗算すれば、（６）式の零点が（５）式の極で相殺されることが分かる。このように、目標値フィルタ 7 4 を閉ループの前段に挿入することで極零相殺を行うことができる。

[0043] 図 9 は、実施の形態 1 に係るスイッチング信号生成部 6 3 の構成例を示すブロック図である。スイッチング信号生成部 6 3 は、基準化器 6 3 0 と、キャリア信号生成器 6 3 1 と、比較器 6 3 2 とを備える。基準化器 6 3 0 は、スイッチング信号生成部 6 3 に入力される第 2 の電圧指令値を基準化する。なお、第 2 の電圧指令値を出力する電流制御器 6 2 1 の制御ゲインが基準化を考慮して設計されていれば、基準化器 6 3 0 は不要となる。

[0044] キャリア信号生成器 6 3 1 は、スイッチング信号の生成に用いるキャリア信号を生成して比較器 6 3 2 に出力する。キャリア信号は、任意の周波数で動作するバイポーラ又はユニポーラの三角波状の波形を有する信号である。比較器 6 3 2 は、基準化器 6 3 0 の出力とキャリア信号生成器 6 3 1 の出力とに基づいてスイッチング信号を生成する。より詳細に説明すると、比較器 6 3 2 は、基準化器 6 3 0 の出力値とキャリア信号生成器 6 3 1 の出力値とを比較し、基準化器 6 3 0 の出力値がキャリア信号生成器 6 3 1 の出力値よりも大きければ、スイッチング素子 2 1 5 をオン動作させる信号を出力する。また、比較器 6 3 2 は、基準化器 6 3 0 の出力値がキャリア信号生成器 6 3 1 の出力値よりも小さければ、スイッチング素子 2 1 5 をオフ動作させる

信号を出力する。なお、この動作とは逆に、基準化器630の出力値がキャリア信号生成器631の出力値よりも小さいときにオン動作信号が生成され、基準化器630の出力値がキャリア信号生成器631の出力値よりも大きいときにオフ動作信号が生成される構成でもよい。

[0045] また、キャリア信号生成器631が生成するキャリア信号は、三角波状でなくてもよく、第2の電圧指令値からスイッチング信号を生成することができるのであれば、どのような構成でもよい。

[0046] 次に、スイッチング信号生成部63を構成する際の着意事項について説明する。スイッチングセル225におけるスイッチング素子215のスイッチング損失を抑制するには、スイッチング回数が少ないことが望ましい。スイッチング回数を少なくするには、スイッチング周波数を下げればよい。一方、スイッチング周波数を下げすぎるとキャリア信号の周波数成分が電流高調波規格で規定される基本波周波数の40次までの成分に含まれてしまう。

[0047] ここで、基本波周波数は電源電圧の周波数であり、日本では、50Hz又は60Hzである。50Hzの40次は2kHzであり、60Hzの40次は2.4kHzである。よって、電源電圧の周波数が50Hzである場合、キャリア信号の周波数であるキャリア周波数は、2kHz以上とする必要がある。また、電源電圧の周波数が60Hzである場合、キャリア周波数は、2.4kHz以上とする必要がある。このことを、数式化すると、以下の(7)式で表すことができる。

[0048] [数7]

$$f_{si} = f_{sw} \pm (2n - 1)f_s \quad \dots (7)$$

[0049] 上記(7)式において、 f_{sw} はキャリア周波数であり、 f_{si} はキャリア周波数 f_{sw} に対する側帯波の周波数であり、 f_s は、電源電圧の周波数である。また、 n は1以上の整数である。

[0050] 実施の形態1において、スイッチング素子215がスイッチング動作するときのスイッチング周波数となるキャリア周波数 f_{sw} は、側帯波の周波数 f_{si} の成分が高調波規格を満足するように決定すればよい。具体的には、以下の

(8) 式を満たすように決定する。

[0051] [数8]

$$N_{sw} \leq \frac{f_{sw}}{f_s} \dots (8)$$

[0052] 上記(8)式において、 N_{sw} は、電源電圧1周期のスイッチング回数である。また、右辺に示される(f_{sw}/f_s)は、電源電圧の周波数 f_s に対するキャリア周波数 f_{sw} の比であり、キャリア周波数 f_{sw} を電源電圧の周波数 f_s で除算、即ち電源電圧の周波数 f_s で規格化した周波数である。即ち、実施の形態1では、電源電圧1周期のスイッチング回数 N_{sw} が、1回以上、且つキャリア周波数 f_{sw} を電源電圧の周波数 f_s で除算した値(f_{sw}/f_s)以下となるように決定する。

[0053] なお、実施の形態1では、電源電圧1周期のスイッチング回数 N_{sw} に関する制約条件として、上記(8)式を示したが、負荷4の全ての動作領域で満たす必要はない。例えば、負荷4が軽負荷領域で動作する場合には、スイッチング素子215のスイッチング動作を停止することがあるので、上記(8)式を満たさなくてもよい。

[0054] 次に、電流制御器621にPS制御を適用した際の動作特性について、電流制御器621にPI制御を適用した条件と比較することで明らかにする。

[0055] 図10は、図7に示す電流制御器621にPI制御を適用した場合の電源電圧、母線電圧及び電源電流の動作波形例を示す図である。図10の上段部には、母線電圧及び電源電圧の絶対値の波形が示されている。図10の下段部には、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。検出電源電流は、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。

[0056] 図10の動作条件は、図10の上段部に示されるように、母線電圧が電源電圧の絶対値のピーク値以下となる条件である。この条件下では、整流回路20が昇圧回路としてではなく、コンデンサインプット型のダイオード整流回路として動作するため、母線電圧の制御は不可能になる。この際、PI制

御の積分器に過剰に値が溜まるため、ウィンドアップ現象を起こし、電源電流指令値に検出電源電流が追従できていない。

[0057] これに対し、図11は、図7に示す電流制御器621にPS制御を適用した場合の電源電圧、母線電圧及び電源電流の動作波形例を示す図である。図10と同様に、図11の上段部には、母線電圧及び電源電圧の絶対値の波形が示され、図11の中段部には、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。また、図11の下段部には、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が示されている。

[0058] 図11の中段部に示されるように、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、電流制御器621に正弦波入力に対して追従性能の高いPS制御を適用すれば、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11では、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の結果を示したが、母線電圧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。

[0059] 実施の形態1の制御手法の特徴の1つは、制御部6に電流制御器621を適用した上で、更に電流制御器621に対し、正弦波入力に対する追従性能が高いPS制御を適用したことにある。正弦波入力に対する追従性能を高めるためにPS制御を適用することは、比較的広く行われていると考えられるが、高調波規格に準拠させるためにPS制御を適用することは、これまでにない新規の手法であるとする。

[0060] 一方、[発明が解決しようとする課題]の項で説明したように、PS制御を用いて特定の次数成分を低減する場合において、低減すべき次数成分が多数ある場合には、並列に接続するPS制御器の数が増加して、演算負荷が非常に大きくなるという課題がある。この課題に対し、実施の形態1の制御手法では、PS制御器を用いた上で、更にR (Repetitive : 繰り返し) 制御器を用いることを提案する。

[0061] 図12は、図5に示す電流制御器621をR制御器とPS制御器とで構成した場合の第1の構成例を示すブロック図である。図12では、図6に示すPS制御器の前段にR制御器621Dが挿入されている。

[0062] 図13は、図12に示すR制御器621Dの第1の構成例を示すブロック図である。図13に示すように、R制御器621Dは、加算器621D1と、むだ時間制御器621D2とによって構成することができる。図13に示すR制御器621Dの伝達関数 G_Y は、以下の(9)式で表すことができる。

[0063] [数9]

$$G_Y = \frac{1}{1 - e^{-sT}} \quad \dots (9)$$

[0064] 上記(9)式における T は、むだ時間制御器621D2におけるむだ時間を表している。

[0065] R制御は、むだ時間要素を使用して高調波を低減する手法の1つである。R制御を他の高調波低減手法の制御と比較した場合の利点は、1つのR制御器621Dで複数の高調波を低減可能な点である。R制御を用いる実施の形態1の手法の要点は、基本波成分である電源周波数の成分、即ち電源周波数の1次成分に関する制御は、P制御器621A、S制御器621B及び加算器621CからなるPS制御器で行い、基本波成分以外の高調波成分については、R制御器621Dによって低減することにある。実施の形態1では、このような制御を切り分ける手法によって、演算量の増加を抑制しながら、電源高調波規格に準拠可能な制御を実現する。

[0066] 図14は、図5に示す電流制御器621をR制御器とPS制御器とで構成した場合の第2の構成例を示すブロック図である。図12では、図6に示すPS制御器の前段にR制御器621Dが挿入される構成を例示したが、図14のように、R制御器621Dは、P制御器621A及びS制御器621Bと互いに並列に接続されるように構成されていてもよい。

[0067] 図15は、図12に示す電流制御器621に図13に示すR制御器621Dを適用した制御器の伝達特性を示すボード線図である。図15の上側はゲ

イン線図であり、下側は位相線図である。図15の横軸は、周波数を示している。また、図15の特性は、図13に示すR制御器621Dにおけるむだ時間Tを、 $T = 20 \text{ [ms]}$ ($= 1 / 50 \text{ [Hz]}$)としている。

[0068] ゲイン線図により、むだ時間Tに対応する $f = 50 \text{ [Hz]}$ の整数倍である $1f$ 、 $2f$ 、 $3f$ …の箇所にゲインピークが生じていることが分かる。このゲインピークによって複数次数の高調波成分を一度に抑制することが可能となる。

[0069] 一方、R制御には、注意点もある。図13に示すR制御器621Dを用いる場合、高周波領域でもゲインは 0 [dB] 以下に減衰しない。このため、制御対象を含む制御系全体の伝達関数によっては位相余裕がなくなり、制御系全体の動作が不安定になってしまうことが考えられる。そこで、図13に示すR制御器621Dに代えて、図16に示すR制御器621Dを用いる。図16は、図12に示すR制御器621Dの第2の構成例を示すブロック図である。図16に示すR制御器621Dでは、図13に示すR制御器621Dの構成において、むだ時間制御器621D2と加算器621D1との間にローパスフィルタ621D3が挿入されている。

[0070] 図17は、図12に示す電流制御器621に図16に示すR制御器621Dを適用した制御器の伝達特性を示すボード線図である。むだ時間Tなどの設定値は、図15の場合と同様である。

[0071] 図17のゲイン線図によれば、高周波域のゲインピークが抑制されていることが見てとれる。このような特性は、ローパスフィルタ621D3を適用したことによって得られる。ローパスフィルタ621D3の特性を決めるカットオフ周波数は、低減したい高調波次数と制御周期による応答制約とから決定することができる。

[0072] 図18は、図6に示す電流制御器621を図7の電流制御部62に適用した場合の電流高調波特性の一例を示す図である。図19は、図12に示す電流制御器621を図7の電流制御部62に適用した場合の電流高調波特性の一例を示す図である。即ち、図18は、図7の電流制御部62にPS制御の

みを適用した場合の電流高調波特性であり、図19は、図7の電流制御部62にPS制御及びR制御の両方を適用した場合の電流高調波特性である。

[0073] 図18及び図19で用いた電流高調波規格は、IEC61000-3-2クラスAである。なお、IEC61000-3-2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。

[0074] 図18及び図19では、IEC61000-3-2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が実線で示されている。また、図18及び図19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が破線で示されている。両図共に、横軸は高調波次数を示し、縦軸は電流高調波の実効値を示している。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。

[0075] 図18には、2次から40次までの低次高調波のうち、5次の高調波成分が規格値を満たしていないことが示されている。PS制御のみを適用する場合、図18のように5次の高調波成分が規格値を満たさない場合には、例えば図6の構成において、別のS制御器をP制御器621A及びS制御器621Bに対して互いに並列に接続されるように構成してもよい。ここで言う別のS制御器は、5次の高調波成分の低減に寄与するように構成されたS制御器である。

[0076] 一方、図19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おり、2次から40次までの低次高調波の全てが規格値を満たしている。従って、図7の電流制御部62にPS制御及びR制御の両方を適用した場合とPS制御のみを適用した場合とを比較すると、低次高調波が電源電流の高調波規格値を満たすことの制御は、前者の方が容易であると言える。

[0077] なお、図18及び図19では、定格動作時の高調波成分を一例として示したが、実施の形態1の手法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。

[0078] また、前述したように、R制御器621Dは、電源電流に含まれる基本波成分以外の高調波成分を低減するように動作する。とは言うものの、図13に示すR制御器621Dの構成の場合、R制御器621Dが低次高調波だけでなく基本波成分をも低減するように動作してしまう可能性がある。このような動作を和らげるため、図13に示すR制御器621Dに代えて、図20に示すR制御器621Dを用いてもよい。図20は、図12に示すR制御器621Dの第3の構成例を示すブロック図である。図20に示すR制御器621Dでは、図13に示すR制御器621Dの構成において、むだ時間制御器621D2の前段に帯域除去フィルタ621D4が挿入されている。

[0079] 図20に示すR制御器621Dを用いれば、帯域除去フィルタ621D4がむだ時間制御器621D2に入力される基本波成分の通過を阻止するように動作するので、加算器621D1に入力される基本波成分も低減される。これにより、R制御器621Dによって基本波成分が低減される制御量を図13に示すR制御器621Dよりも小さくすることができ、本来の制御性能が低下するのを抑制することが可能となる。

[0080] 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、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を低減させるR制御器を有し、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、電源電流に含まれる高調波成分が、電源電流の高調波規格値に準拠す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、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試行錯誤的な調整方法に頼らずに高調波規格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

ピーク値を超える動作条件であっても、入力力率を改善しながら、高調波規格への準拠が可能となる。また、実施の形態1に係る交流直流変換装置によれば、低減すべき次数成分が多数ある場合であっても、R制御器が多数の次数成分を低減させるように動作する。これにより、並列に接続するS制御器の数を増加させるような対策をとる必要がなくなり、演算負荷の増加を抑制しながら高調波規格に準拠することが可能となる。

[0081] 上記の機能を実現するため、実施の形態1に係る制御部は、母線電圧の指令値である第1の電圧指令値を用いて第1の電流指令値を生成する電圧制御部と、第1の電流指令値を正弦波に追従させた第2の電流指令値を用いて第2の電圧指令値を生成する電流制御部と、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スイッチング信号生成部とを備えるように構成する。電流制御部は電流制御器を有し、電流制御器には正弦波指令に対して追従性のよいS制御器を適用する。また、電流制御部の入力段には、電流制御部が出力する第2の電圧指令値を第2の電流指令値の入力段にフィードバックするフィードバックループの零点を操作するフィルタを備えるように構成する。

[0082] 上記のように構成された制御部では、電源電流に含まれる基本波成分に関する制御はS制御器を含む制御器の側で主に行われ、基本波成分以外の高調波成分を低減する制御はR制御器を含む制御器の側で主に行われる。このような制御の切り分けによって、演算量の増加を抑制しながら、電源高調波規格に準拠可能な制御を実現することが可能となる。また、上記のように構成された制御部を用いれば、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必要がなくなるので、試行錯誤的な調整作業が排除され、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。

[0083] R制御器は、電源電流に含まれる基本波成分の通過を阻止する帯域除去フィルタを備えていてもよい。帯域除去フィルタは、R制御器が備えるむだ時間制御器に入力しようとする基本波成分の通過を阻止するように動作する。

これにより、R制御器によって基本波成分が低減される制御量を小さくできるので、本来の制御性能が低下するのを抑制することが可能となる。

[0084] スイッチング信号生成部は、スイッチング素子がスイッチング動作するときの電源電圧1周期におけるスイッチング回数が、1回以上、且つキャリア信号の周波数であるキャリア周波数を電源電圧の周波数で規格化した値以下となるようにスイッチング信号を生成することが望ましい。このようなスイッチング信号を生成すれば、スイッチングセルにおけるスイッチング損失を抑制することが可能となる。

[0085] また、交流直流変換装置の制御系をクローズドループで構成する場合、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、母線電圧を検出する第1の電圧検出部、及び電源電圧を検出する第2の電圧検出部を設ける構成とする。交流直流変換装置の制御系がクローズドループで構成されている場合、第1の電流指令値は、第1の電圧指令値と第1の電圧検出部が検出した検出電圧との差分である電圧偏差を用いて生成し、第1の電流指令値を加振する正弦波は、第2の電圧検出部が検出した電圧位相に基づいて生成するようにすればよい。また、第2の電圧指令値は、第2の電流指令値と電流検出部が検出した検出電流との差分である電流偏差を用いて生成するようにすればよい。

[0086] 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省略する。

[0087] 図21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21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省略する。

[0088] 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21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。

[0089] なお、図21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21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。

[0090] 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省略する。

[0091] 図22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22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22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省略する。

[0092] 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22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。

[0093] なお、図22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217a、217b及び電流検出部211の検出値を使用しなくてもよい。

[0094] 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省略する。

[0095] 図23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23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23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省略する。

[0096] 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23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。

[0097] なお、図23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217a、217b及び電流検出部211の検出値を使用しなくてもよい。

[0098] 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省略する。

[0099] 図24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24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。

[0100] 図24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省略する。

[0101] 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24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。

[0102] なお、図24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24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。

[0103] 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省略する。

[0104] 図25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25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、スイッチングセル222の外部に設けられていてもよい。

[0105] 図25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25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。

[0106] 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, 21

7c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25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省略する。

[0107] 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25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。

[0108] なお、図25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25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。

[0109] 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省略する。

[0110] 図26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26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26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, 21

6 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。

[0111] 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26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省略する。

[0112] 制御部6は、2つのスイッチング素子220 a, 220 b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26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。

[0113] なお、図26では、スイッチング素子220 a, 220 b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26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。

[0114] 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省略する。

[0115] 図27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21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27では三相交流電源5に変更されている。これにより、図27の交流直流変換装置2では、整流回路20が6つのスイッチング素子220 a, 220 b, 220 c, 220 d, 220 e, 220 fを備える三相フルブリッジセル226で構成されている。三相交流電源5と整流回路20との間の各相には、リアクトル212 a, 212 b, 212 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211a, 211bが配置されている。

[0116] 電圧検出部227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211a, 211b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。

[0117] 制御部6は、電圧検出部217b, 227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220a, 220b, 220c, 220d, 220e, 220fを制御するためのスイッチング信号を生成する。なお、図27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省略する。

[0118] 制御部6は、6つのスイッチング素子220a, 220b, 220c, 220d, 220e, 220f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27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。

[0119] なお、図27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27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8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。

[0120] 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, 8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省略する。

[0121] 図28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28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229の外部に設けられていてもよい。

[0122] 制御部6は、電圧検出部217b, 227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28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省略する。

[0123] 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28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。

[0124] なお、図28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28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。

[0125] 実施の形態 10.

実施の形態 10 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, 8, 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省略する。

[0126] 図 29 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 29 の交流直流変換装置 2 では、図 28 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 28 と同一又は同等である。

[0127] 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 29 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省略する。

[0128] 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 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 29 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。

[0129] なお、図 29 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 29 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。

[0130] 実施の形態11.

実施の形態11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, 8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省略する。

[0131] 図30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30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。

[0132] 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30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省略する。

[0133] 制御部6は、スイッチング素子215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30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。

[0134] なお、図30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30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。

[0135] 実施の形態12.

実施の形態 12 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, 8, 11 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省略する。

[0136] 図 31 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 31 の交流直流変換装置 2 では、図 30 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 に置き換えられている。図 31 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 30 と同一又は同等である。

[0137] 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 31 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省略する。

[0138] 制御部 6 は、スイッチング素子 215 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 31 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。

[0139] なお、図 31 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 31 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。

[0140] 実施の形態 13.

実施の形態 13 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, 8 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省略する。

[0141] 図 3 2 は、実施の形態 1 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 3 2 の交流直流変換装置 2 では、整流回路 2 0 が、三相ダイオードブリッジセル 2 2 8 と、三相双方向スイッチングセル 2 3 1 とで構成される。三相双方向スイッチングセル 2 3 1 は、6 つのスイッチング素子 2 3 1 a, 2 3 1 b, 2 3 1 c, 2 3 1 d, 2 3 1 e, 2 3 1 f を備える。また、図 3 2 では、図 2 7 のコンデンサ 2 1 6 が直列接続される 2 つのコンデンサ 2 1 6 a, 2 1 6 b に置き換えられている。直列接続されたコンデンサ 2 1 6 a, 2 1 6 b は、直流母線 9 a, 9 b 間に接続される。三相双方向スイッチングセル 2 3 1 は、スイッチング素子 2 3 1 a, 2 3 1 b、スイッチング素子 2 3 1 c, 2 3 1 d 及びスイッチング素子 2 3 1 e, 2 3 1 f 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 2 2 8 とコンデンサ 2 1 6 a, 2 1 6 b の接続点との間に配置される。なお、図 3 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省略する。

[0142] 制御部 6 は、6 つのスイッチング素子 2 3 1 a, 2 3 1 b, 2 3 1 c, 2 3 1 d, 2 3 1 e, 2 3 1 f 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 3 2 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。

[0143] なお、図 3 2 では、スイッチング素子 2 3 1 a, 2 3 1 b, 2 3 1 c, 2 3 1 d, 2 3 1 e, 2 3 1 f 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 3 2 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 2 7, 2 1 7 b 及び電流検出部 2 1 1 a, 2 1 1 b 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。

[0144] 実施の形態 14.

実施の形態 14 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省略する。

[0145] 図 33 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 33 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 33 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省略する。

[0146] 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 33 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。

[0147] なお、図 33 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 33 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 33 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 1

4に示した整流回路20もインタリーブ構成にしてもよい。

[0148] 実施の形態15.

図34は、実施の形態15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15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15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。

[0149] 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。

[0150] 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を通過して圧縮機構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を通過して圧縮機構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。

[0151] なお、実施の形態15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14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 14 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。

[0152] 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

[0153] 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、7 電流制御系、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、61 電圧制御部、62 電流制御部、63 スイッチング信号生成部、72 制御器、73 制御対象プラント、74, 624 目標値フィルタ、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 スイッチング素子、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 スイッチングセル、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 三相双方向スイッチングセル、611 電圧制御器、612, 622 減算器、621 電流制御器、621 A P制御器、621 B S制御器、621 C, 621 D1 加算器、621 D R制御器、621 D

2 むだ時間制御器、621D3 ローパスフィルタ、621D4 帯域除去フィルタ、623 乗算器、630 基準化器、631 キャリア信号生成器、632 比較器、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。

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、前記交流電源と前記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を低減させる繰り返し制御器を有し、前記高調波成分が、前記電源電流の高調波規格値に準拠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] 前記制御部は、
- 前記直流母線の電圧である母線電圧の指令値である第1の電圧指令値を用いて第1の電流指令値を生成する電圧制御部と、
- 前記第1の電流指令値を正弦波に追従させた第2の電流指令値を用いて第2の電圧指令値を生成する電流制御部と、
- 前記第2の電圧指令値を用いて前記スイッチング信号を生成するスイッチング信号生成部と、
- を備えた請求項1に記載の交流直流変換装置。
- [請求項3] 前記電源電流を検出する電流検出部と、
- 前記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、

前記第1の電流指令値は、前記第1の電圧指令値と前記第1の電圧検出部が検出した検出電圧との差分である電圧偏差を用いて生成され、

前記正弦波は、前記第2の電圧検出部が検出した電圧位相に基づいて生成され、

前記第2の電圧指令値は、前記第2の電流指令値と前記電流検出部が検出した検出電流との差分である電流偏差を用いて生成される

請求項2に記載の交流直流変換装置。

[請求項4] 前記スイッチング信号生成部は、前記スイッチング素子がスイッチング動作するときの電源電圧1周期におけるスイッチング回数が、1回以上、且つキャリア信号の周波数であるキャリア周波数を前記電源電圧の周波数で規格化した値以下となるように前記スイッチング信号を生成する

請求項2又は3に記載の交流直流変換装置。

[請求項5] 前記電流制御部は、正弦波伝達関数制御器を有している

請求項4に記載の交流直流変換装置。

[請求項6] 前記制御部において、前記電源電流に含まれる基本波成分に関する制御は前記正弦波伝達関数制御器を含む制御器の側で主に行われ、前記基本波成分以外の高調波成分を低減する制御は前記繰り返し制御器を含む制御器の側で主に行われる

請求項5に記載の交流直流変換装置。

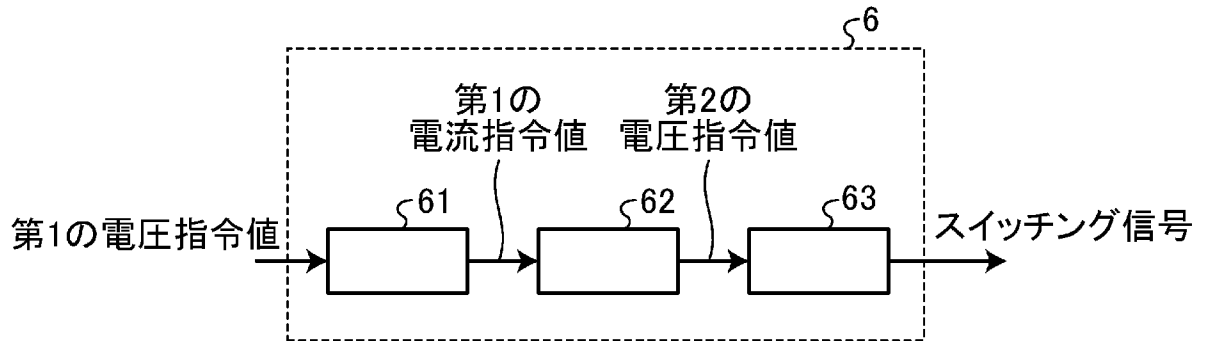
[請求項7] 前記繰り返し制御器は、前記電源電流に含まれる基本波成分の通過を阻止する帯域除去フィルタを備えている

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。

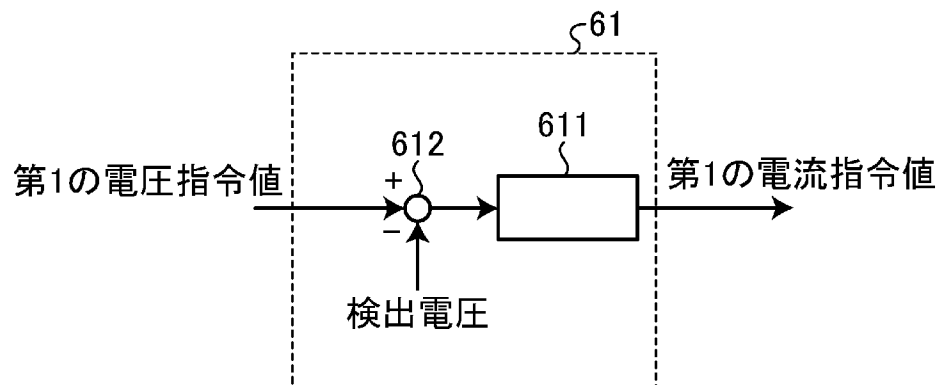
[請求項8] 請求項1から7の何れか1項に記載の交流直流変換装置を備える回転機駆動装置。

[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。

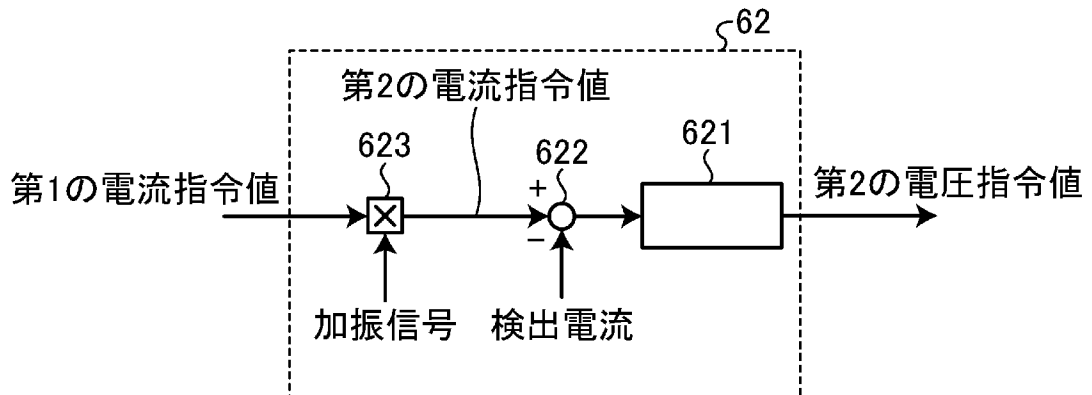
[図3]



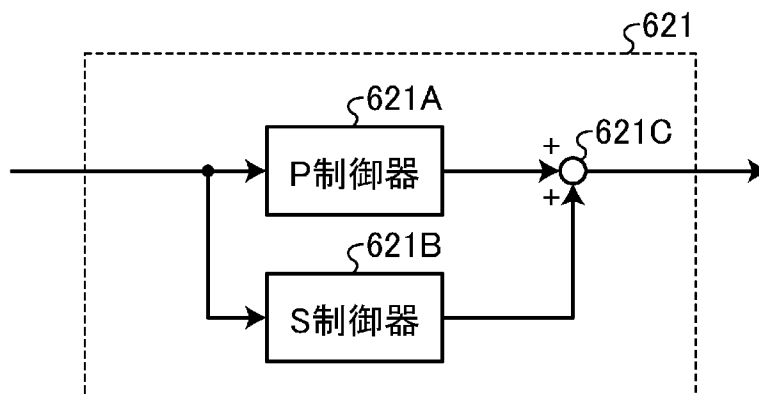
[図4]



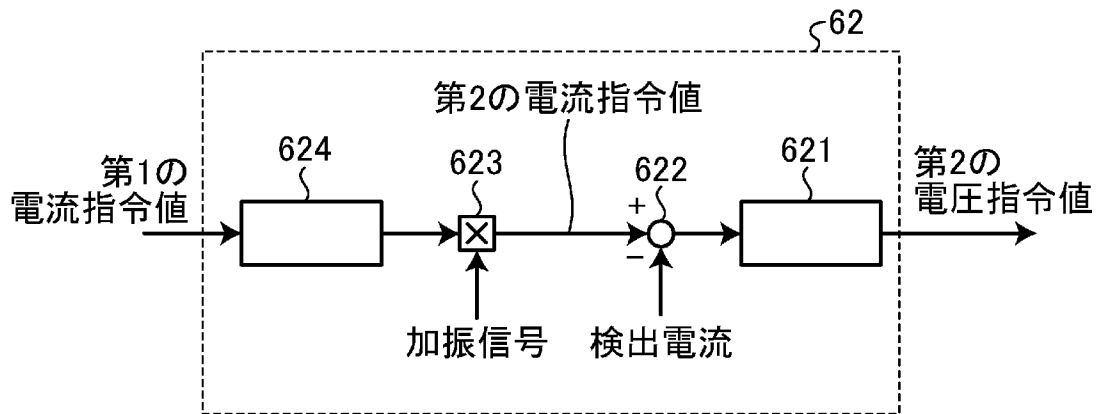
[図5]



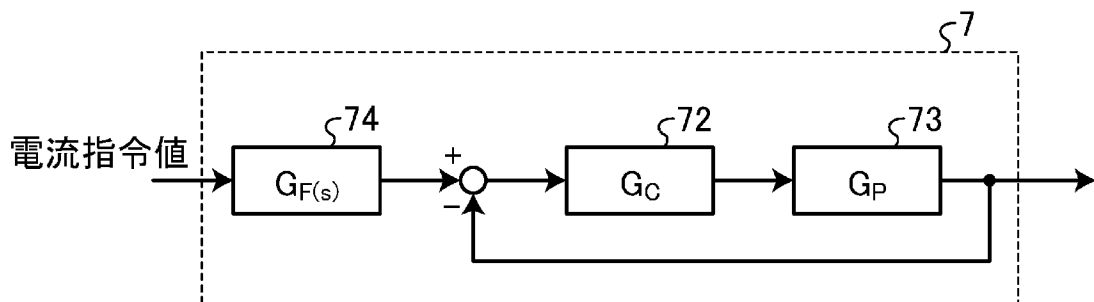
[図6]



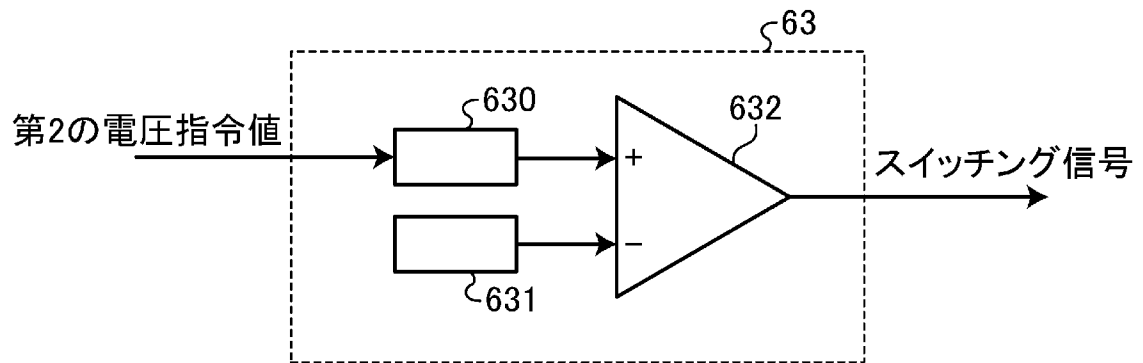
[図7]



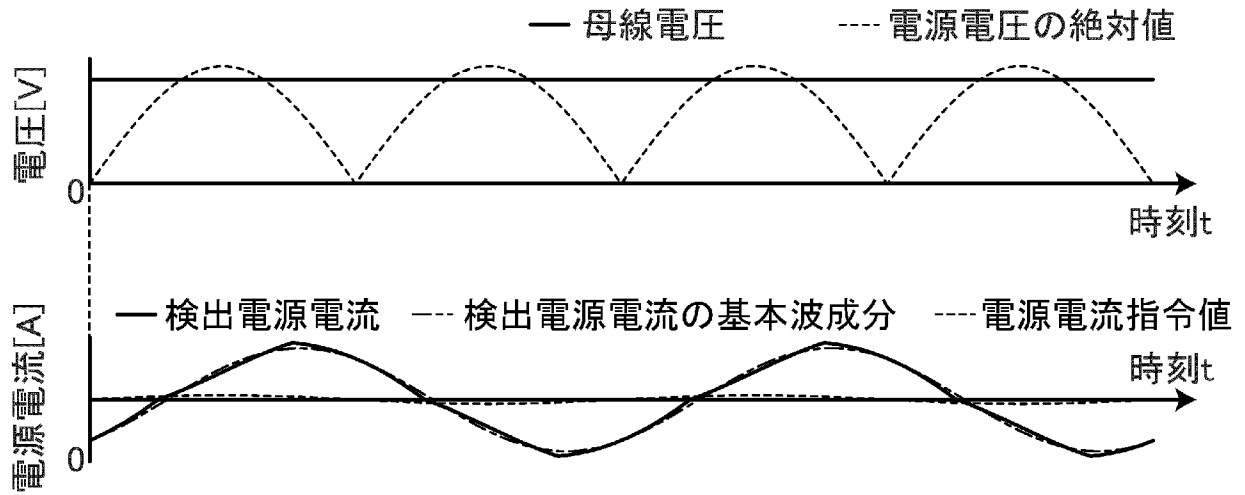
[図8]



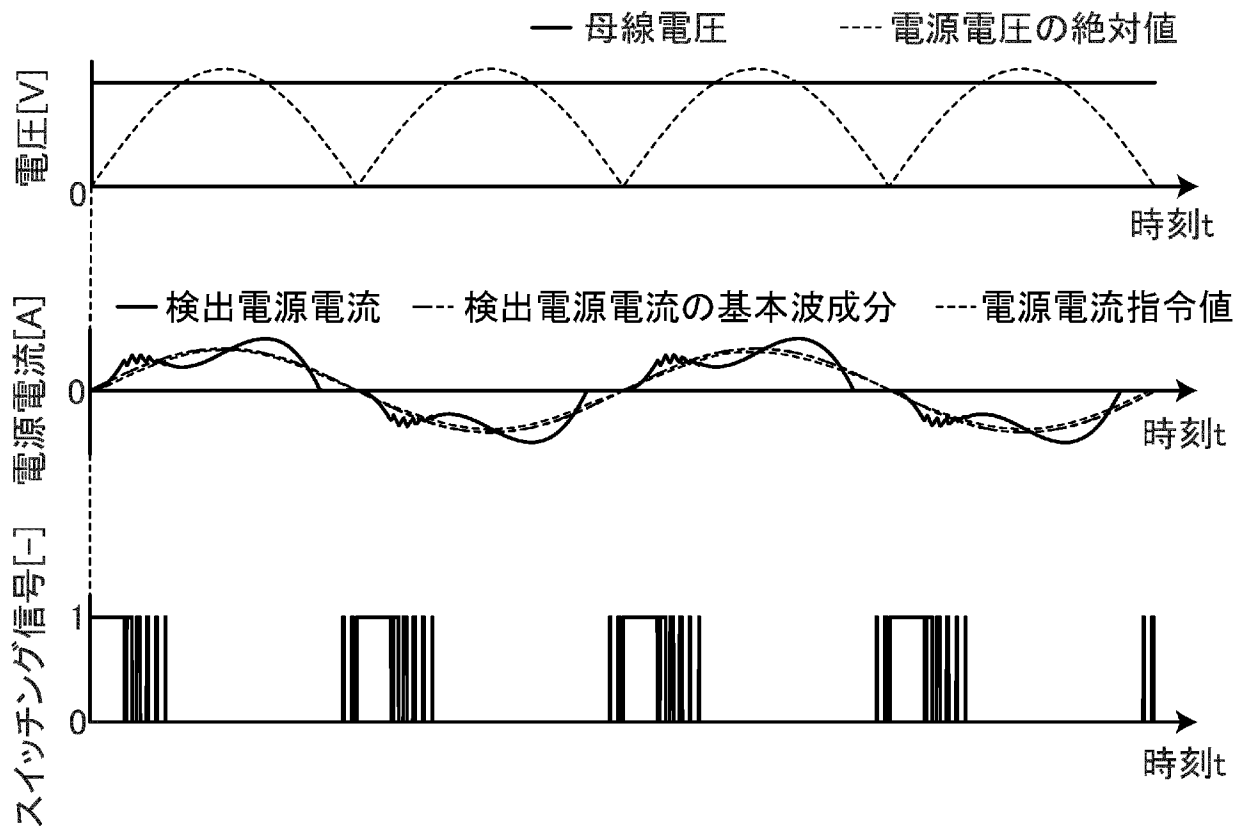
[図9]



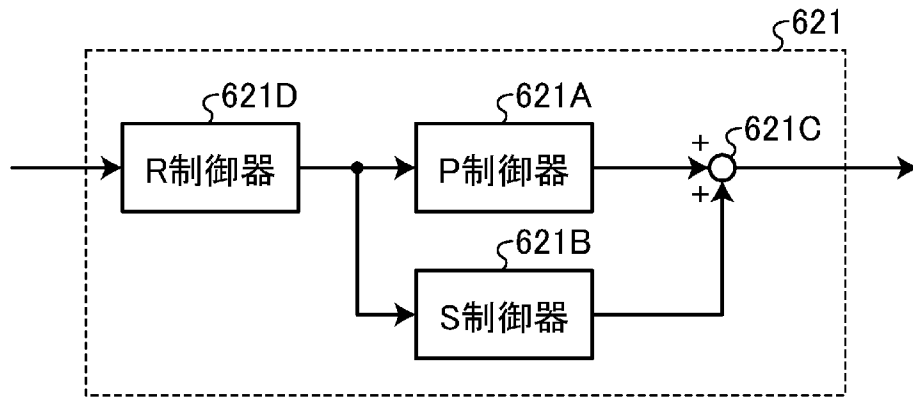
[図10]



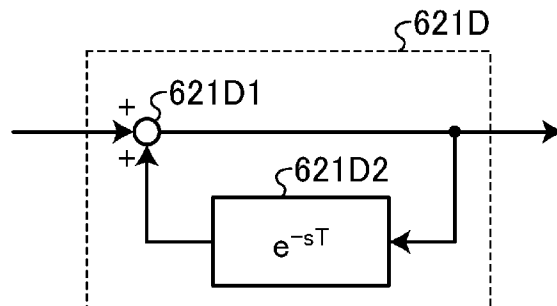
[図11]



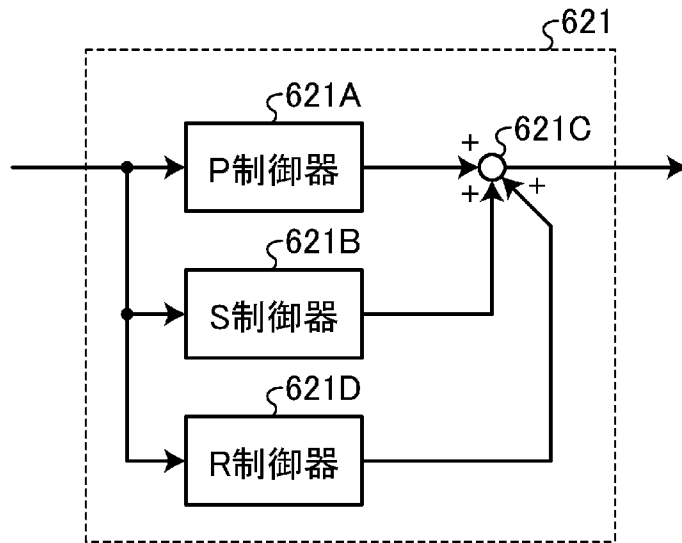
[図12]



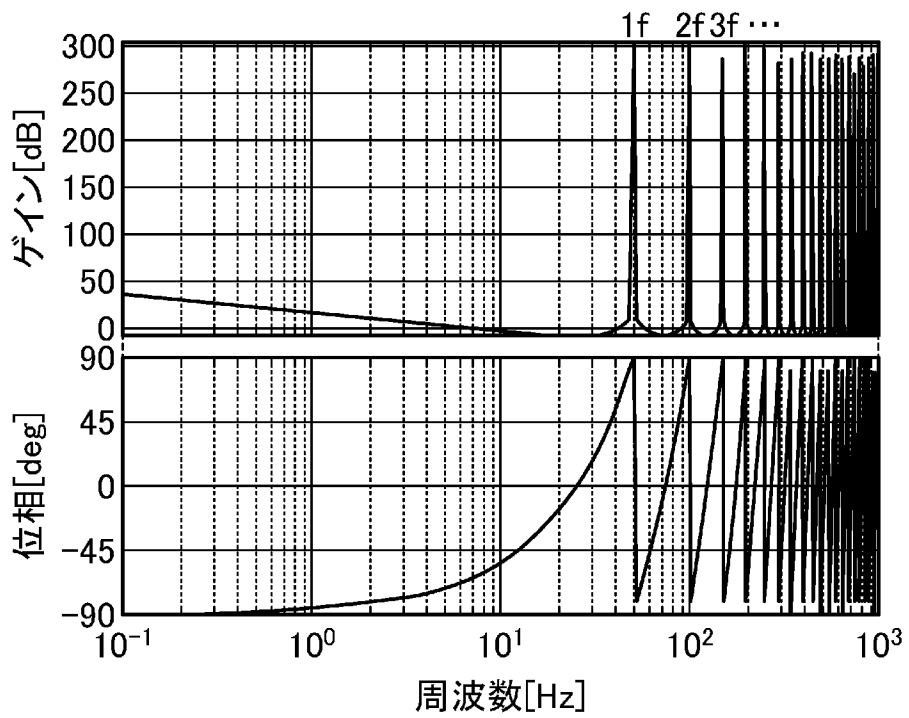
[図13]



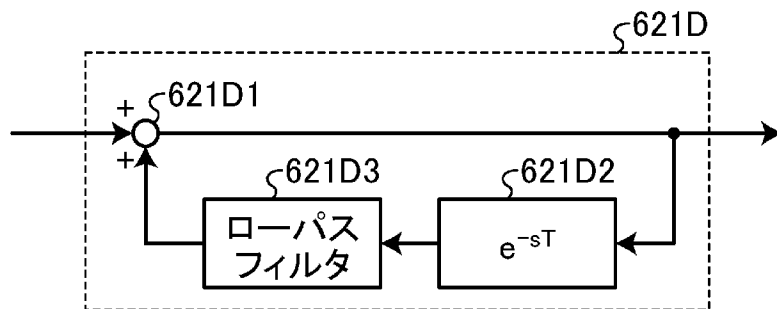
[図14]



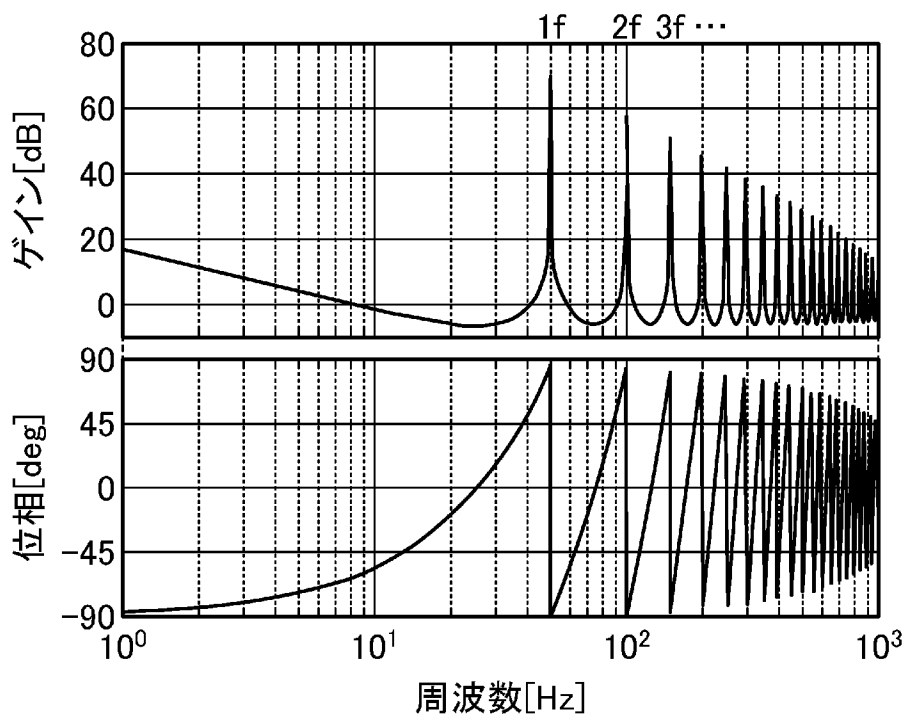
[図15]



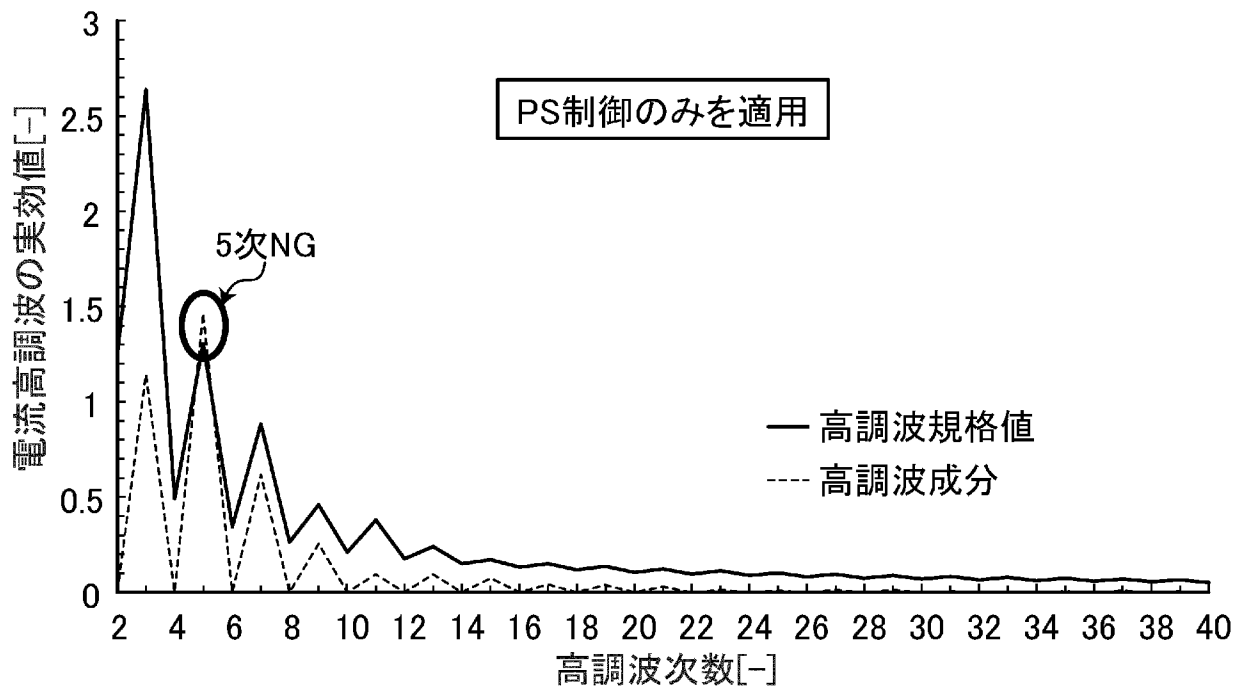
[図16]



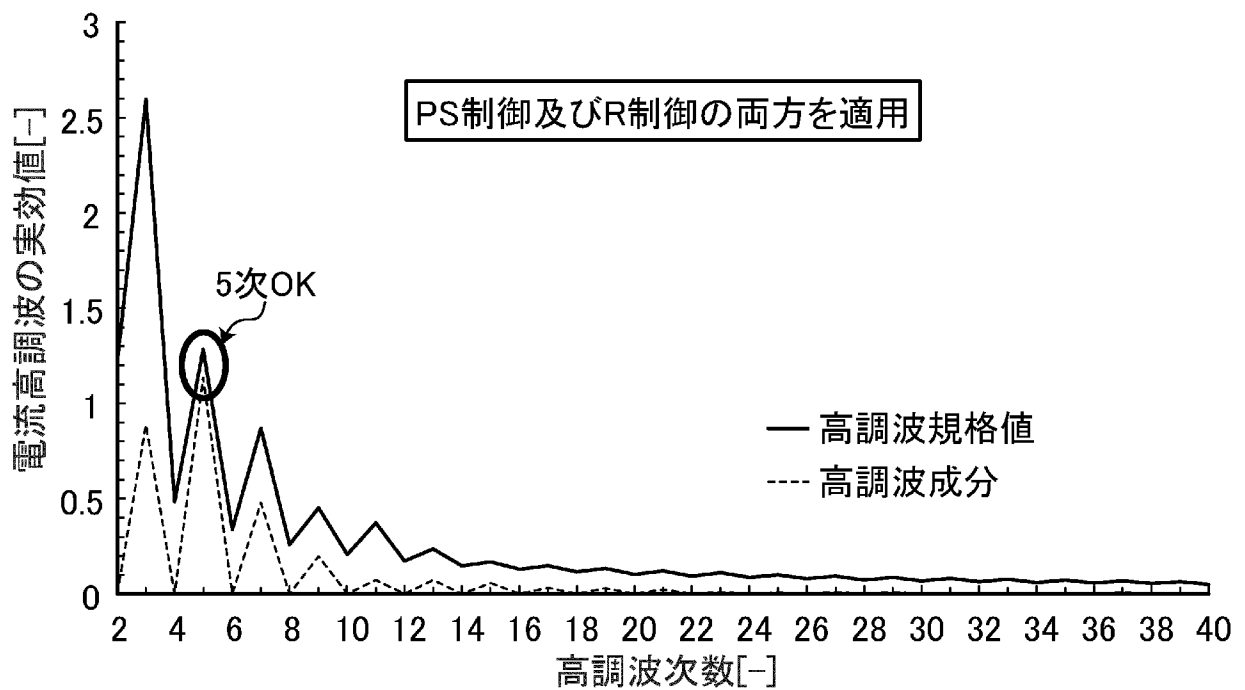
[図17]



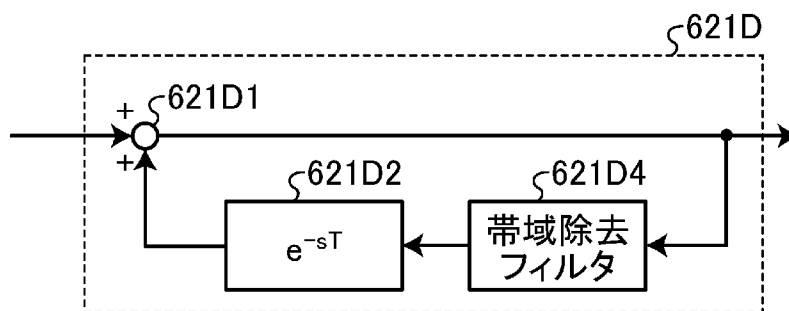
[図18]



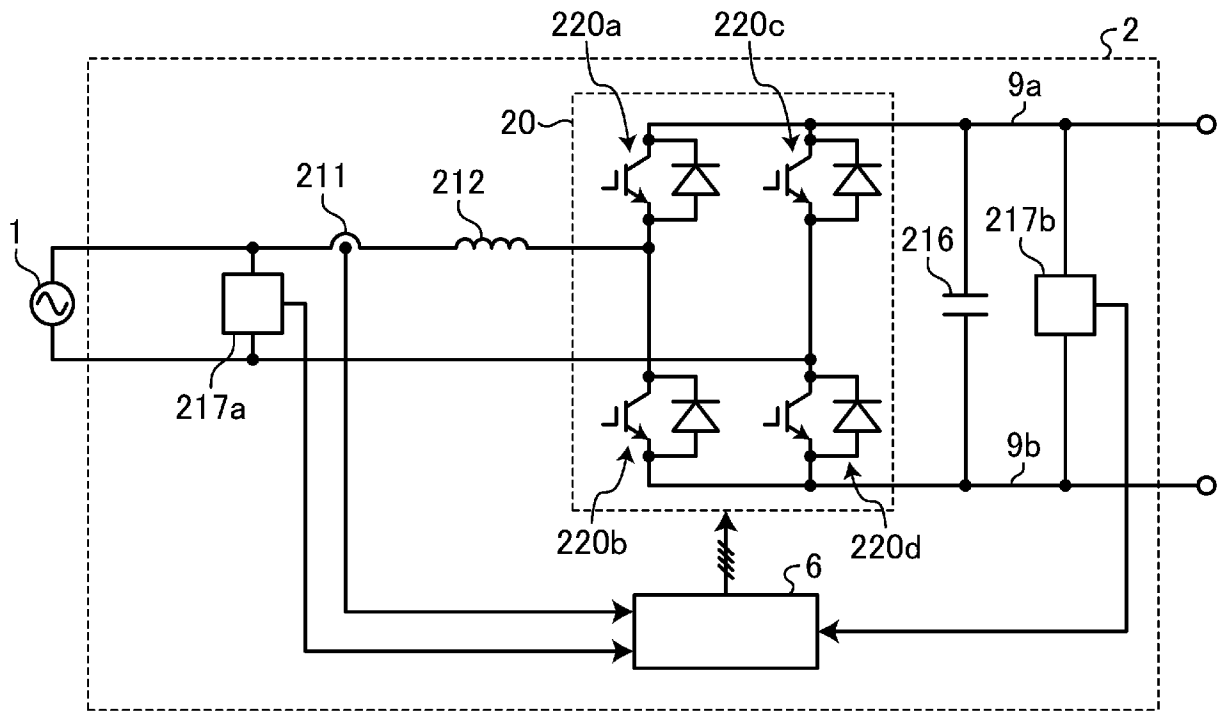
[図19]



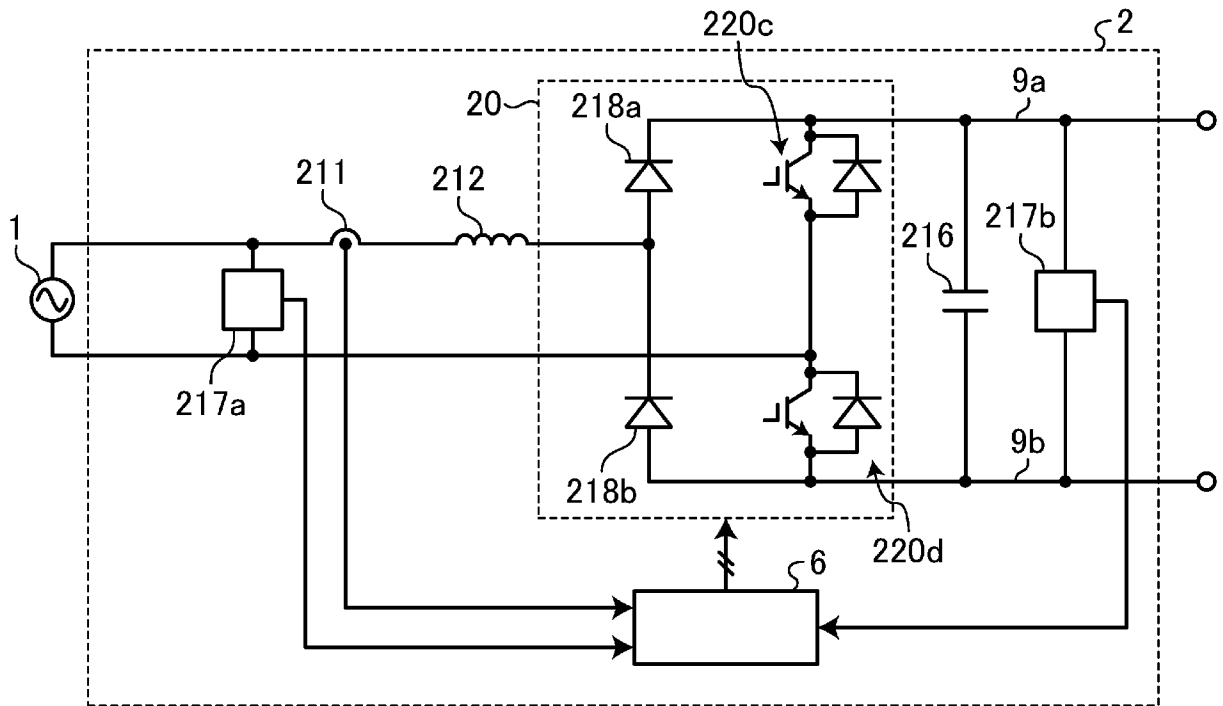
[図20]



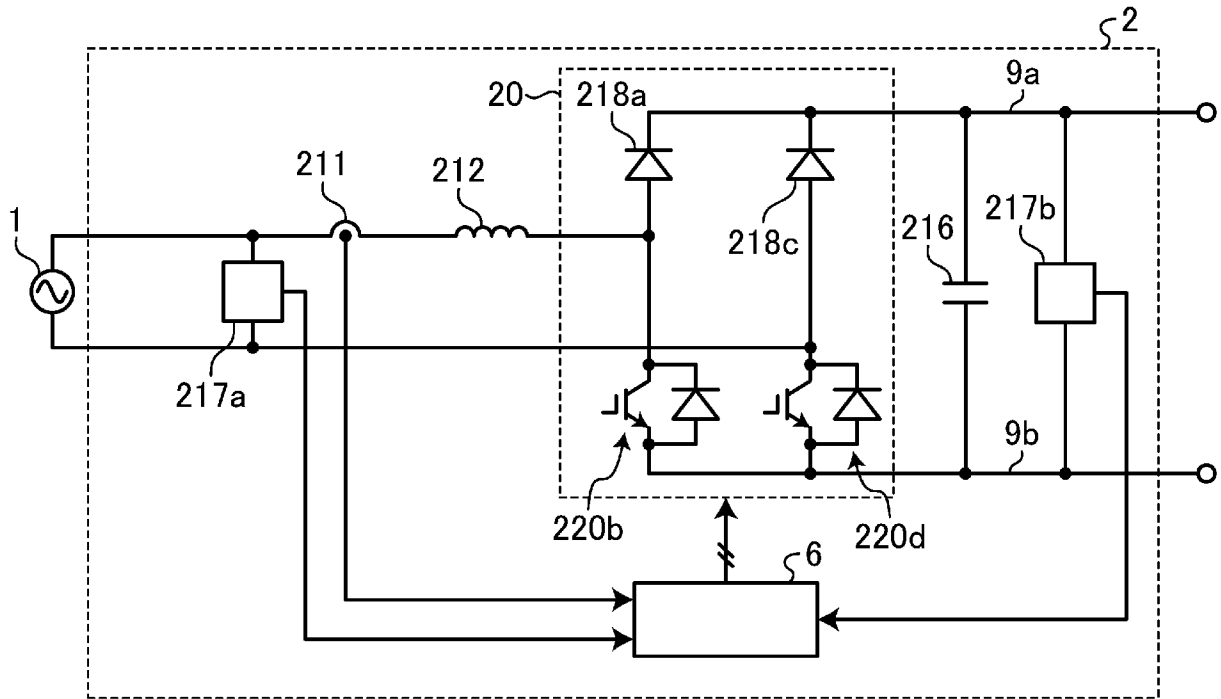
[図21]



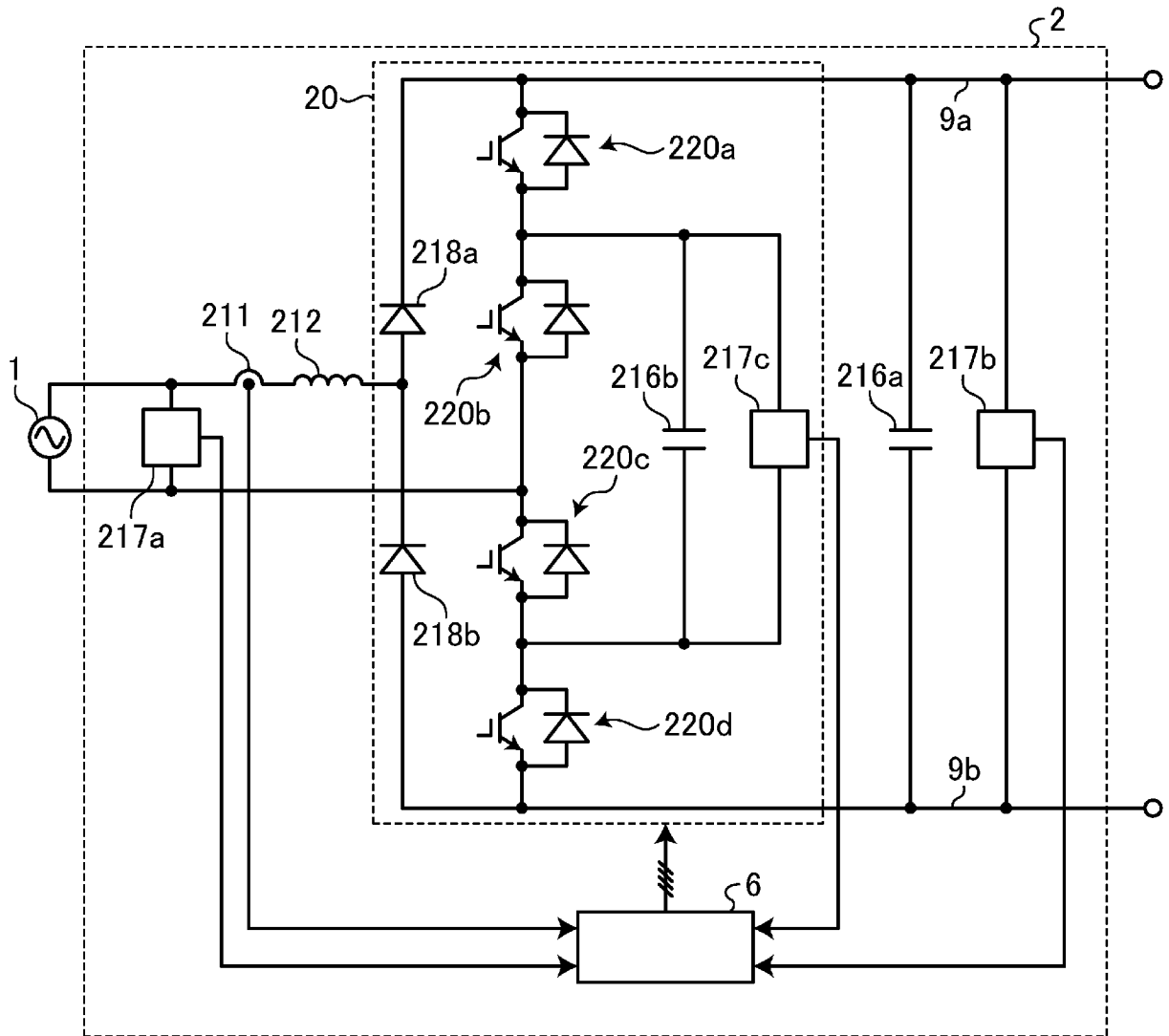
[図22]



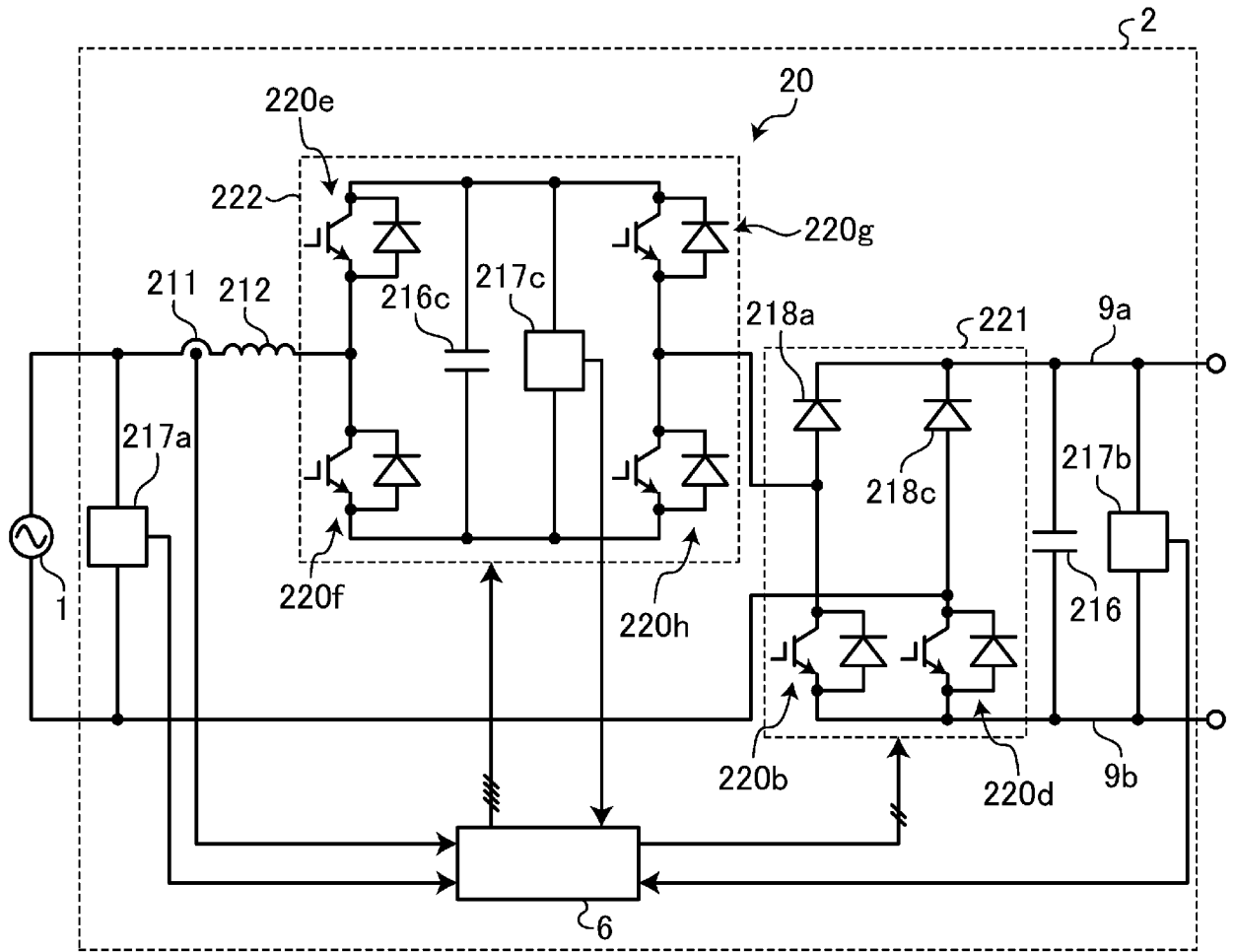
[図23]



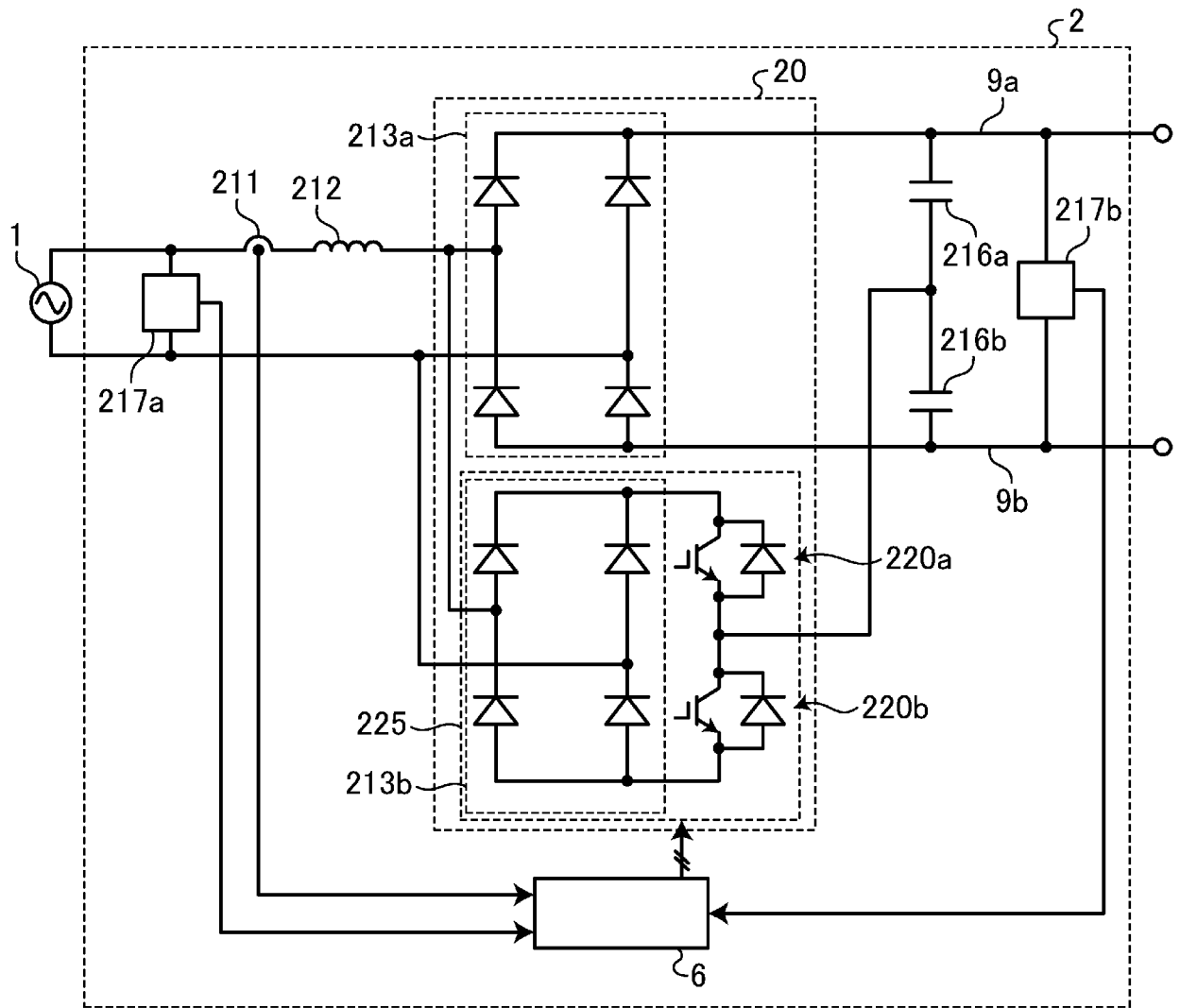
[図24]



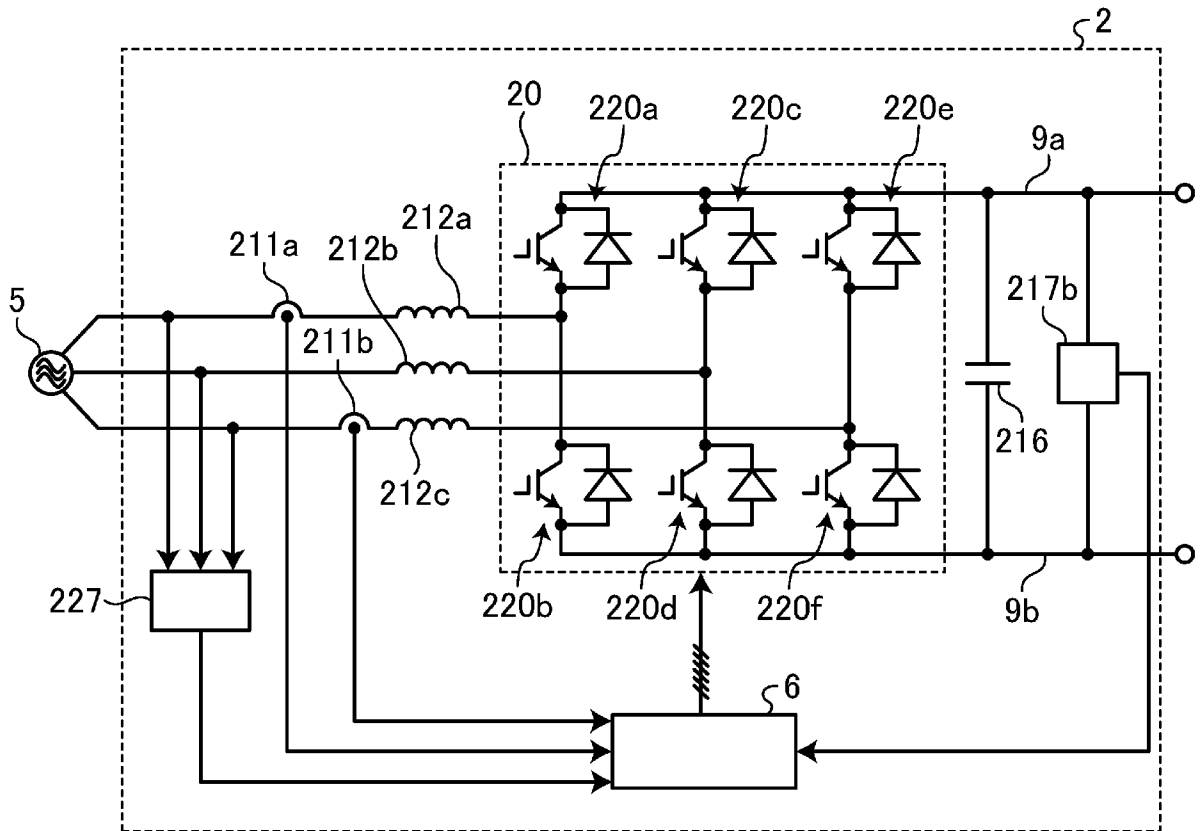
[図25]



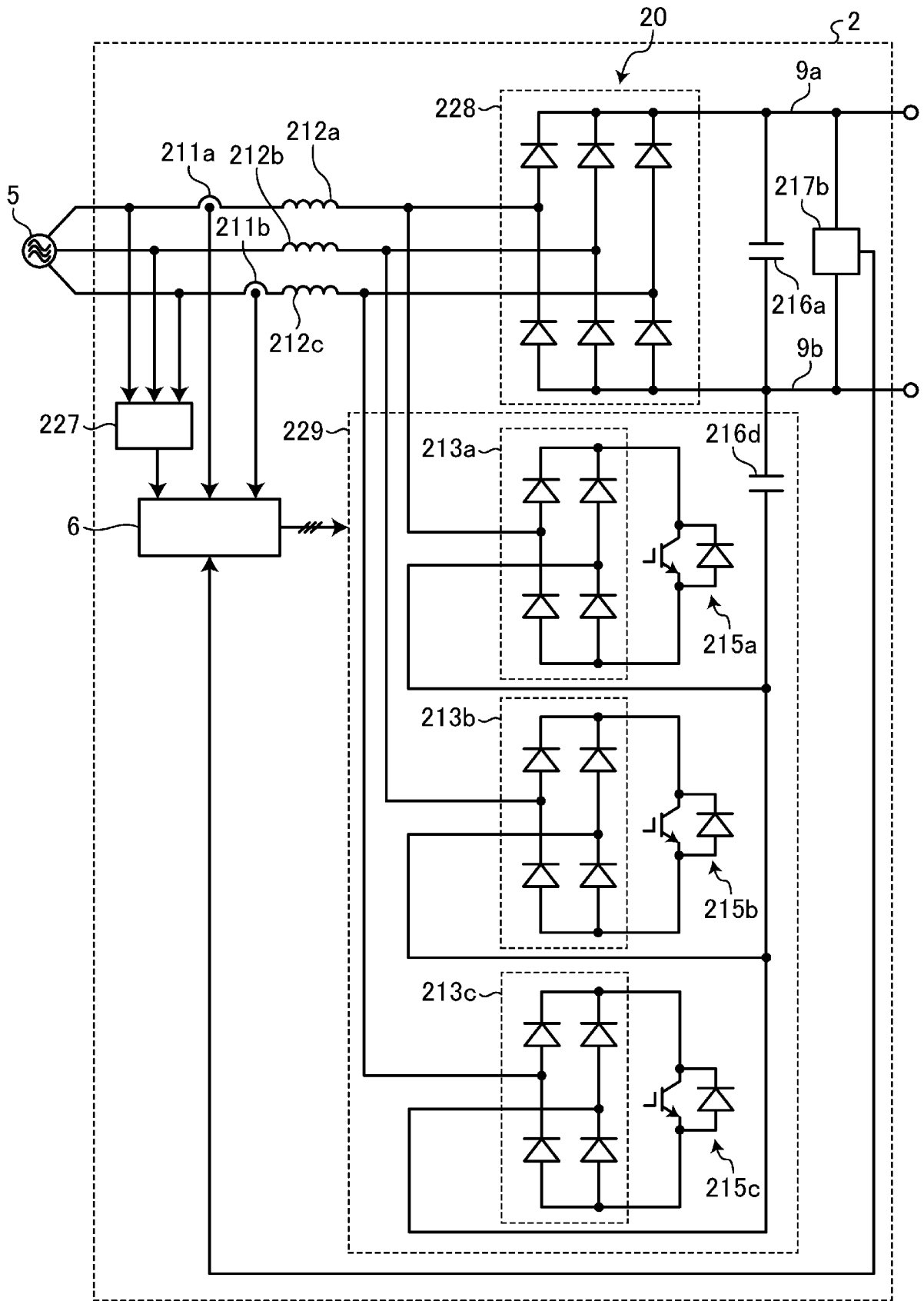
[図26]



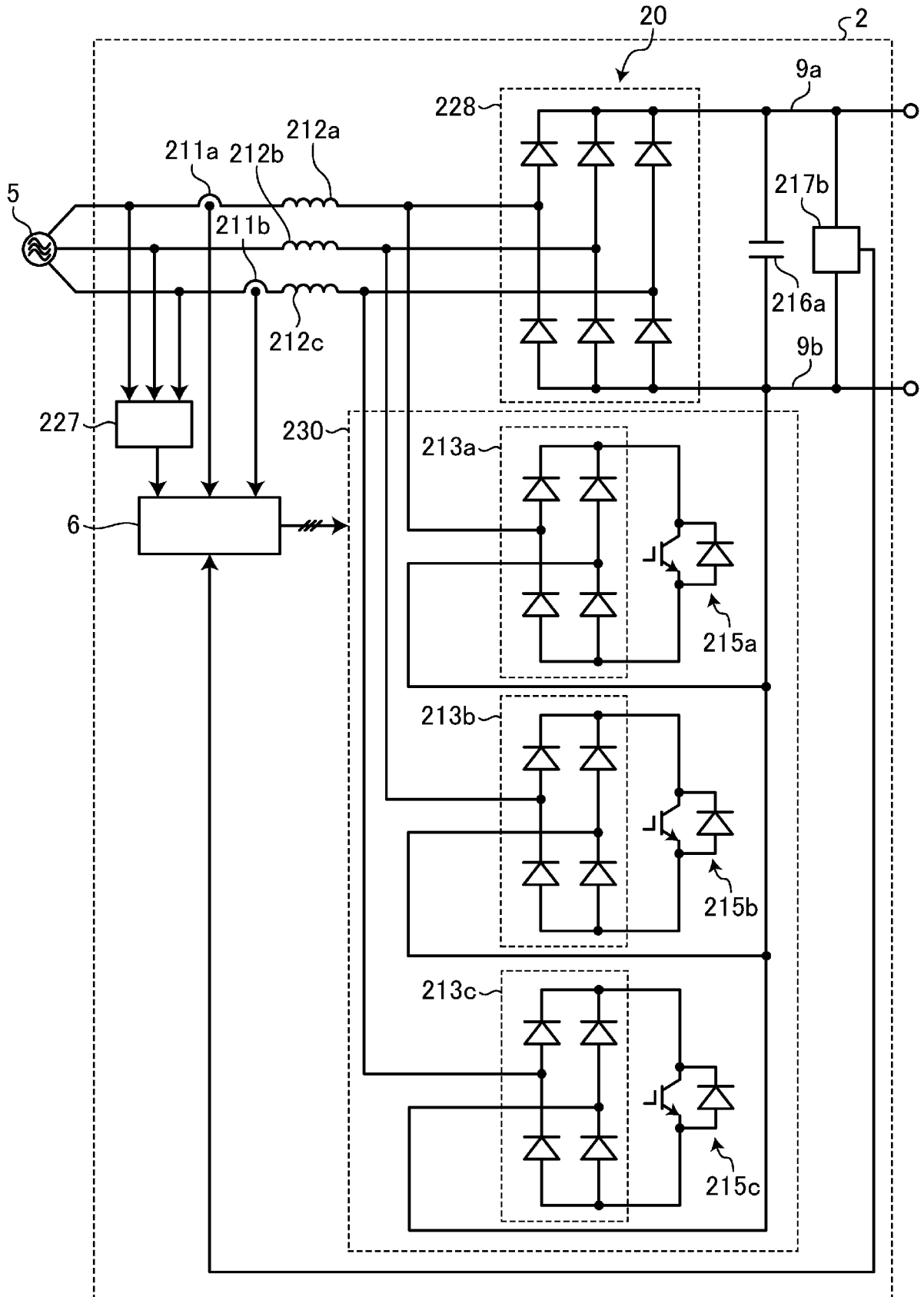
[図27]



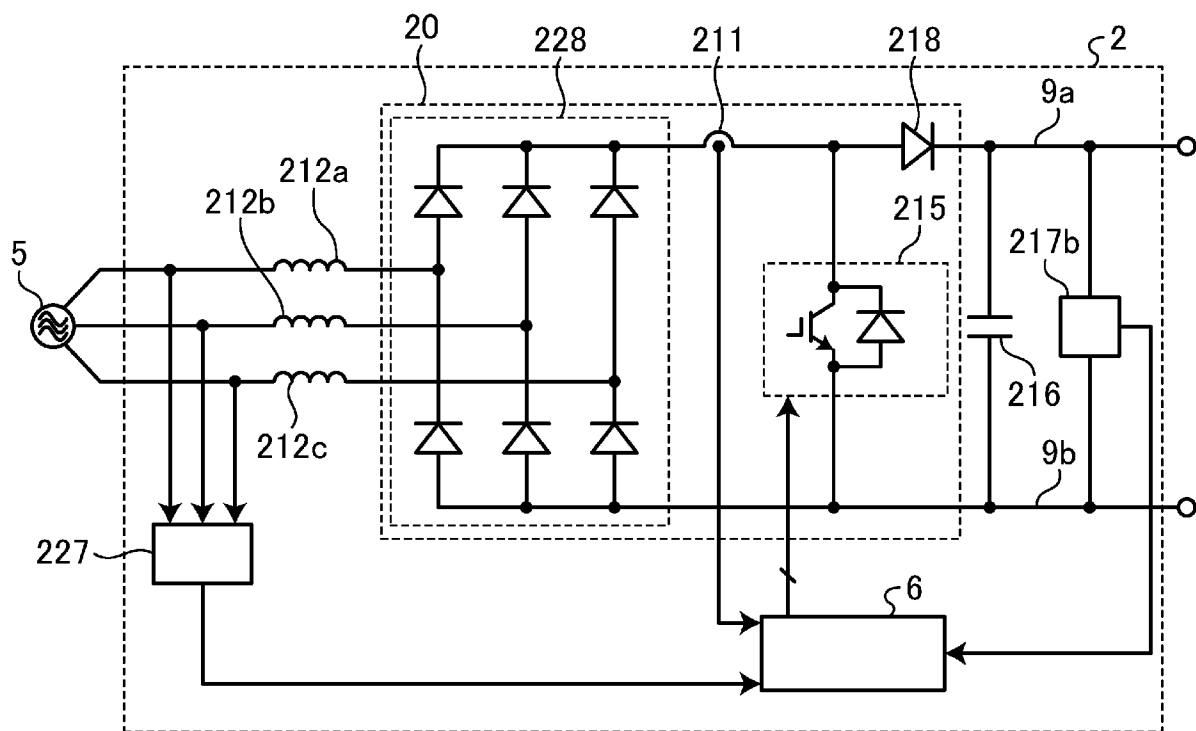
[圖28]



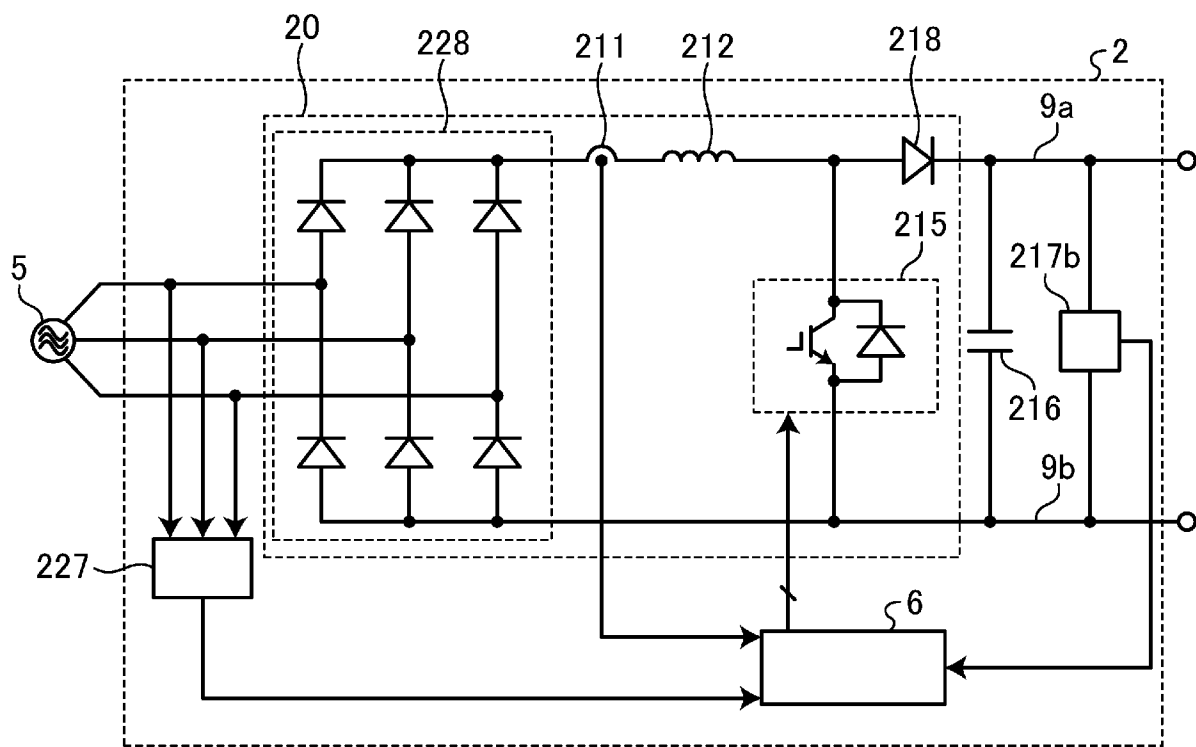
[図29]



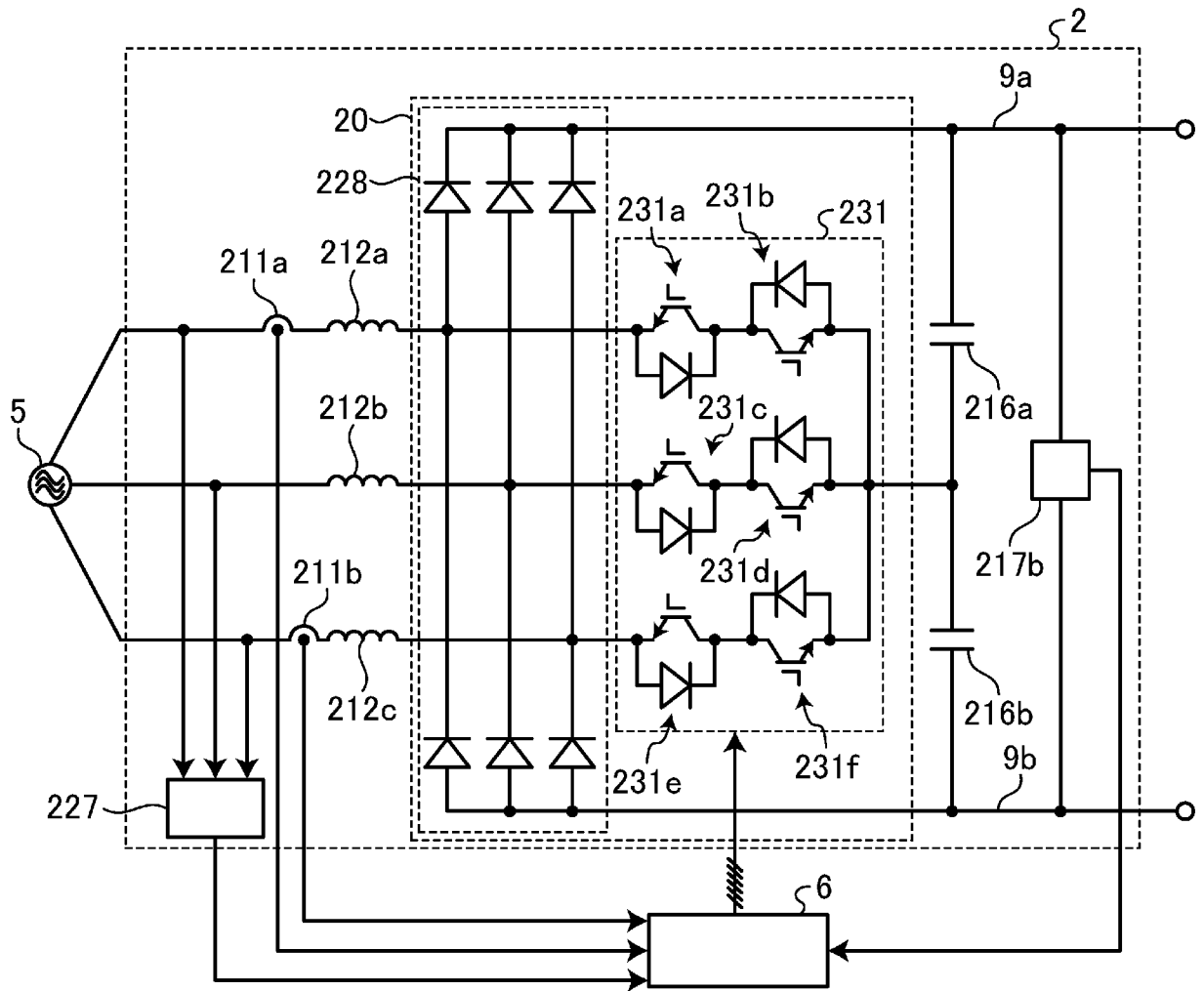
[図30]



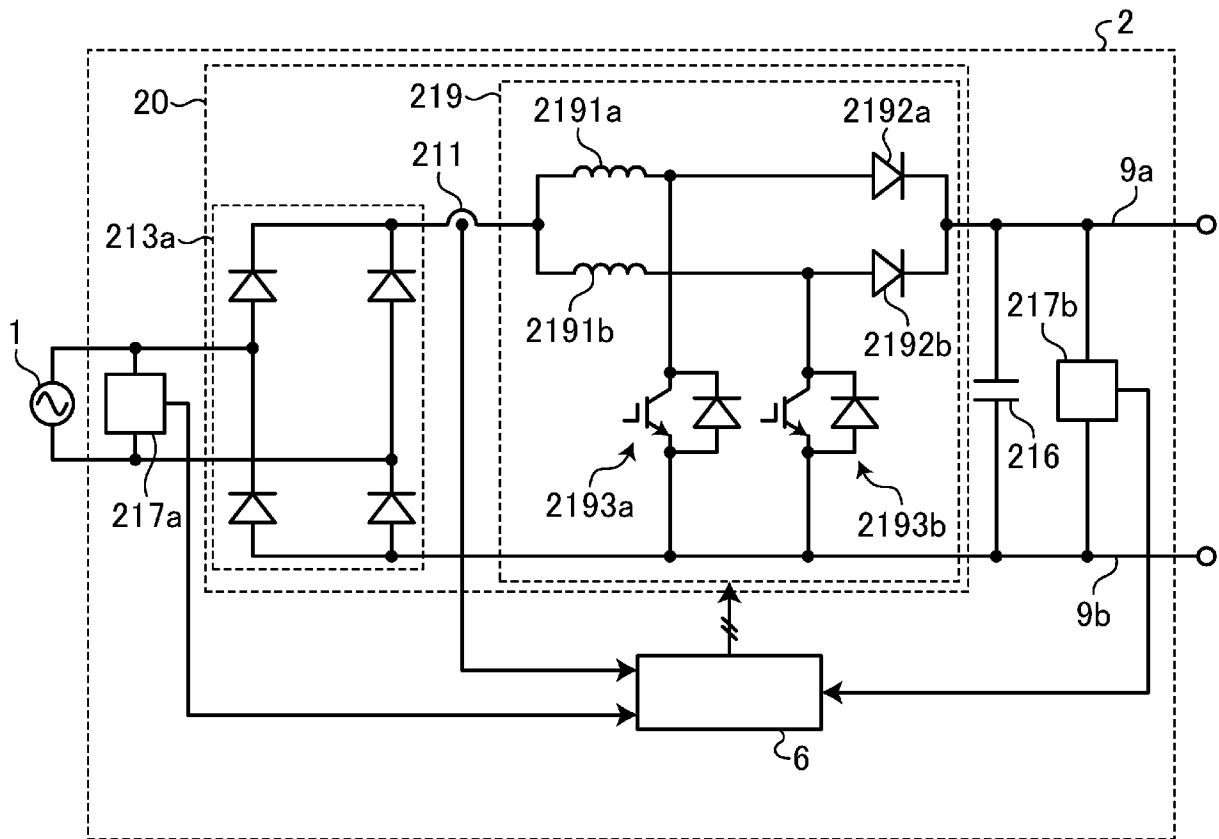
[図31]



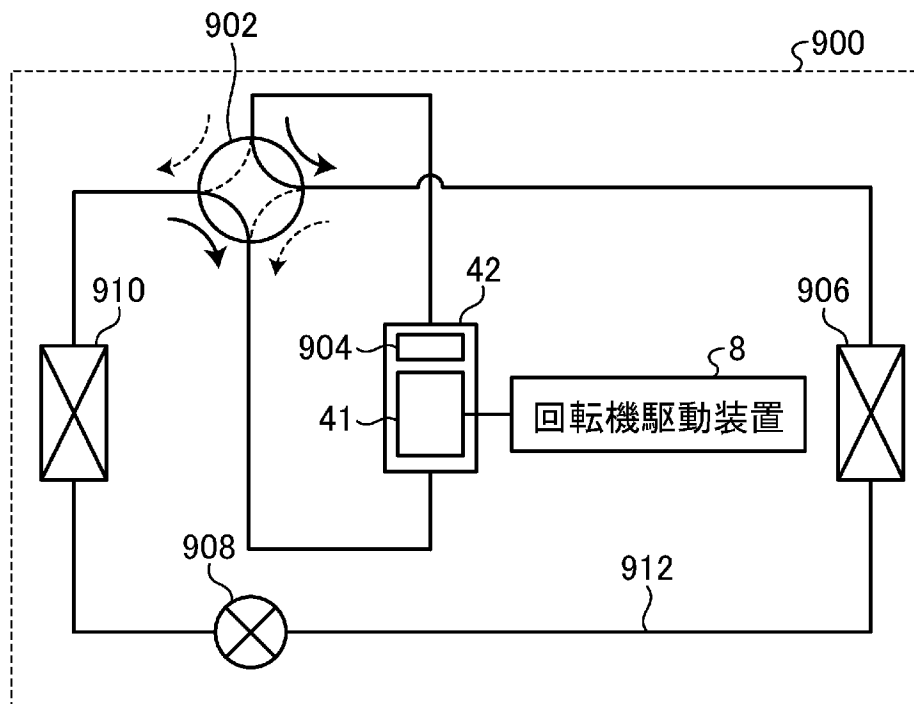
[図32]



[図33]



[図34]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2023/047276

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER		
H02M 7/12 (2006.01)i FI: H02M7/12 B		
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.
Y A	CN 112019072 A (ECU ELECTRONICS IND CO., LTD.) 01 December 2020 (2020-12-01) paragraphs [0001]-[0042], fig. 1-3	1-6, 8-9 7
Y A	CN 106229991 A (STATE GRID SHANGHAI MUNICIPAL ELECTRIC POWER CO.) 14 December 2016 (2016-12-14) paragraphs [0001]-[0055], fig. 1-12	1-6, 8-9 7
Y A	KR 10-2018-0009244 A (NAT UNIV CHANGWON IND ACADEMY COOP CORPS.) 26 January 2018 (2018-01-26) paragraphs [0001]-[0079], fig. 1-3	1-6, 8-9 7
<input checked="" 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 15 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

International application No.

PCT/JP2023/047276

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP 2012-165539 A (MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) 30 August 2012 (2012-08-30) paragraphs [0001]-[0047], fig. 1-7	1-6, 8-9 7
Y A	JP 2022-185025 A (HITACHI-JOHNSON CONTROLS AIR CONDITIONING, INC.) 13 December 2022 (2022-12-13) paragraphs [0001]-[0117], fig. 1-25	1-6, 8-9 7
Y	WO 2020/070814 A1 (MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) 09 April 2020 (2020-04-09) paragraphs [0001]-[0136], fig. 1-22	2-6, 8-9
Y	JP 07-020906 A (HITACHI, LTD.) 24 January 1995 (1995-01-24) paragraphs [0001]-[0078], fig. 1-14	5-6, 8-9

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No. PCT/JP2023/047276

Patent document cited in search report	Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)	Publication date (day/month/year)
CN 112019072 A	01 December 2020	(Family: none)	
CN 106229991 A	14 December 2016	(Family: none)	
KR 10-2018-0009244 A	26 January 2018	(Family: none)	
JP 2012-165539 A	30 August 2012	(Family: none)	
JP 2022-185025 A	13 December 2022	JP 2022-1016 A	
		JP 2020-127363 A	
		JP 2017-55581 A	
		CN 106533208 A	
WO 2020/070814 A1	09 April 2020	(Family: none)	
JP 07-020906 A	24 January 1995	(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 B		
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
Y A	CN 112019072 A (ECU ELECTRONICS IND CO LTD) 01.12.2020 (2020-12-01) 段落 [0001] - [0042], 図1-図3	1-6, 8-9 7
Y A	CN 106229991 A (STATE GRID SHANGHAI MUNICIPAL ELRCTRIC POWER CO) 14.12.2016 (2016-12-14) 段落 [0001] - [0055], 図1-図12	1-6, 8-9 7
Y A	KR 10-2018-0009244 A (NAT UNIV CHANGWON IND ACADEMY COOP CORPS) 26.01.2018 (2018-01-26) 段落 [0001] - [0079], 図1-図3	1-6, 8-9 7
Y A	JP 2012-165539 A (三菱電機株式会社) 30.08.2012 (2012-08-30) 段落 [0001] - [0047], 図1-図7	1-6, 8-9 7
<input checked="" 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 15. 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） 白井 孝治 5G 8843 電話番号 03-3581-1101 内線 3526	

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
Y A	JP 2022-185025 A (日立ジョンソンコントロールズ空調株式会社) 13.12.2022 (2022 - 12 - 13) 段落 [0001] - [0117], 図1-図25	1-6, 8-9 7
Y	WO 2020/070814 A1 (三菱電機株式会社) 09.04.2020 (2020 - 04 - 09) 段落 [0001] - [0136], 図1-図22	2-6, 8-9
Y	JP 07-020906 A (株式会社日立製作所) 24.01.1995 (1995 - 01 - 24) 段落 [0001] - [0078], 図1-図14	5-6, 8-9

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/JP2023/047276

引用文献	公表日	パテントファミリー文献	公表日
CN 112019072 A	01.12.2020	(ファミリーなし)	
CN 106229991 A	14.12.2016	(ファミリーなし)	
KR 10-2018-0009244 A	26.01.2018	(ファミリーなし)	
JP 2012-165539 A	30.08.2012	(ファミリーなし)	
JP 2022-185025 A	13.12.2022	JP 2022-1016 A	
		JP 2020-127363 A	
		JP 2017-55581 A	
		CN 106533208 A	
WO 2020/070814 A1	09.04.2020	(ファミリーなし)	
JP 07-020906 A	24.01.1995	(ファミリーなし)	