(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
2018年4月12日(12.04.2018)

WIPO | PCT

(10) 国際公開番号
WO 2018/066176 A1

(51) 国際特許分類:
H02M 7/48 (2007.01)　*H02M 3/155* (2006.01)

(21) 国際出願番号：　PCT/JP2017/021713

(22) 国際出願日：　2017年6月13日(13.06.2017)

(25) 国際出願の言語：　日本語

(26) 国際公開の言語：　日本語

(30) 優先権データ：
特願 2016-196146　2016年10月4日(04.10.2016)　JP

(71) 出願人：住友電気工業株式会社 (SUMITOMO ELECTRIC INDUSTRIES, LTD.) [JP/JP]；〒5410041 大阪府大阪市中央区北浜四丁目５番３３号 Osaka (JP).

(72) 発明者：奥村　俊明 (OKUMURA, Toshiaki)；〒5540024 大阪府大阪市此花区島屋一丁目１番３号 住友電気工業株式会社 大阪製作所内 Osaka (JP). 綾井 直樹(AYAI, Naoki)；〒5540024 大阪府大阪市此花区島屋一丁目１番３号 住友電気工業株式会社 大阪製作所内 Osaka (JP).

(74) 代理人：特許業務法人サンクレスト国際特許事務所(SUNCREST PATENT AND TRADEMARK ATTORNEYS)；〒6500023 兵庫県神戸市中央区栄町通四丁目１番１１号 Hyogo (JP).

(81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能)：AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO,

(54) **Title:** POWER CONVERSION DEVICE AND CURRENT DISTORTION REDUCTION METHOD

(54) 発明の名称：電力変換装置及び電流歪の低減方法

図１２

AA

位相 [rad]	0	･･･	$\frac{\pi}{2}$	･･･	π	･･･	$\frac{3}{2}\pi$	･･･	2π
比例係数	10	↘	6.5	↗	10	↘	6.5	↗	10

BB

AA Phase
BB Proportionality factor

(57) **Abstract:** A power conversion device for performing power conversion between DC and AC is provided with: a conversion unit constituted by switching elements; an AC reactor connected to the AC side of the conversion unit; a current sensor for detecting the current flowing through the AC reactor; and a control unit for performing switching control on the switching elements while performing feedback control on an AC current allowed to flow through the AC reactor, wherein the control unit varies a feedback gain so that the gain characteristics with respect to the instantaneous value of the AC current relatively become high gain with respect to a small current value and low gain with respect to a large current value.

(57) 要約：直流と交流との間で電力変換を行う電力変換装置であって、スイッチング素子によって構成される変換部と、変換部の交流側に接続された交流リアクトルと、交流リアクトルに流れる電流を検出する電流センサと、交流リアクトルに流す交流電流のフィードバック制御を行いつつスイッチング素子のスイッチング制御を行い、交流電流の瞬時値に対するゲイン特性が、相対的に、小電流値に対して高ゲイン、大電流値に対して低ゲインの関係となるようにフィードバックゲインを変化させる制御部と、を備えている電力変換装置である。

WO 2018/066176 A1

［続葉有］

DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

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

添付公開書類:

一 国際調査報告(条約第21条(3))

明　細　書

発明の名称 ： 電力変換装置及び電流歪の低減方法

技術分野

[0001] 本発明は、電力変換装置及び電流歪の低減方法に関する。

本出願は、２０１６年１０月４日出願の日本出願第２０１６－１９６１４６号に基づく優先権を主張し、前記日本出願に記載された全ての記載内容を援用するものである。

背景技術

[0002] 直流を交流に変換して商用電力系統と系統連系する電力変換装置には、インバータが搭載されている。インバータは、ＭＯＳＦＥＴ（Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor）、ＩＧＢＴ（Insulated Gate Bipolar Transistor）等のスイッチング素子によって構成され、スイッチング素子は高周波スイッチング動作を行う。インバータの出力は、コンデンサ及び交流リアクトルを含むフィルタ回路を通して、商用電力系統へ提供される。

[0003] 系統連系する電力変換装置のインバータは、商用電力系統と連系動作するために、商用電力系統の交流電圧と同期した正弦波状の電流を目標値として動作する。目標値に沿って出力するために、インバータを制御する制御部は、インバータから商用電力系統への出力電流を検出して、スイッチング素子のオン・オフ時間を制御するフィードバック制御を行っている。

[0004] また、系統連系する以上、電力の品質が求められる。例えば、出力電流の波形に含まれる歪が、所定の歪率以下であることが必要とされる。歪を低減するための一案として、例えば、出力電流の波形のゼロクロス付近では、それ以外の位相の時よりも、スイッチング周波数を高くするという制御方法が提案されている（例えば、特許文献１参照。）。スイッチング周波数の高周波化によって制御周波数も高周波化すると、フィードバック制御を、より短時間のサイクルで行える。これによりフィードバック制御の追従性を向上させることができると期待される。

[0005] なお、系統連系せず、自立運転のみを行う電力変換装置であっても、同様にフィードバック制御の追従性を向上させて出力電圧の歪を低減する方が好ましい。

先行技術文献

特許文献

[0006] 特許文献1：特開２０１６－１０２５８号公報（段落［００１１］）

発明の概要

[0007] 一表現としての本発明は、直流と交流との間で電力変換を行う電力変換装置であって、スイッチング素子によって構成される変換部と、前記変換部の交流側に接続された交流リアクトルと、前記交流リアクトルに流れる電流を検出する電流センサと、前記交流リアクトルに流す交流電流のフィードバック制御を行いつつ前記スイッチング素子のスイッチング制御を行い、前記交流電流の瞬時値に対するゲイン特性が、相対的に、小電流値に対して高ゲイン、大電流値に対して低ゲインの関係となるようにフィードバックゲインを変化させる制御部と、を備えている電力変換装置である。

[0008] 他の表現としての本発明は、スイッチング素子によって構成される変換部、及び、前記変換部の交流側に接続された交流リアクトルを備え、直流と交流との間で電力変換を行う電力変換装置において、前記交流リアクトルに流れる電流について制御部によって実行される電流歪の低減方法であって、前記交流リアクトルに流す交流電流のフィードバック制御を行いつつ前記スイッチング素子のスイッチング制御を行い、前記交流電流の瞬時値に対するゲイン特性が、相対的に、小電流値に対して高ゲイン、大電流値に対して低ゲインの関係となるようにフィードバックゲインを変化させる、電流歪の低減方法である。

図面の簡単な説明

[0009] [図1]第１例に係る電力変換装置の回路図である。

[図2]制御部によって実行される、フィードバック制御の制御ブロック図であ

る。

[図3]第２例に係る電力変換装置の回路図である。

[図4]制御部によって実行される、自立運転の場合のフィードバック制御の制御ブロック図である。

[図5]第３例に係る電力変換装置の回路図の一例である。

[図6]最小スイッチング変換方式における、ＤＣ／ＤＣコンバータ及びインバータの動作の特徴を簡略に示す波形図であり、特に、直流入力から交流出力までの振幅の関係が見やすいように表示した図である。

[図7]最小スイッチング変換方式における、ＤＣ／ＤＣコンバータ及びインバータの動作の特徴を簡略に示す波形図であり、特に、制御のタイミングが見やすいように表示した図である。

[図8]電力変換装置が直流から交流への電力変換を行っている場合に、制御部によって実行される、ＤＣ／ＤＣコンバータ及びインバータの制御処理を示すフローチャートである。

[図9]リアクトルの、電流に対するインダクタンスの特性の一例を示すグラフである。

[図10]現実的に選択し得るリアクトルであって、相応の直流重畳特性を有するものを使用した場合に、電力変換装置の出力電流がどうなるかを示す一例としての波形図である。

[図11]電流に対してゲインを変化させる場合の、変化特性を示すグラフの一例である。

[図12]図１１のような変化特性を得るための具体的な関数の一例を示す図である。

[図13]図１０で用いた交流リアクトルに、電流対ゲインの特性を適用した場合の波形図である。

発明を実施するための形態

[0010] ［本開示が解決しようとする課題］

例えばフルブリッジインバータは、４個のスイッチング素子がブリッジ接

続されて構成されている。直流電圧が印加される２線間にある１つのレグは、上アームのスイッチング素子と、下アームのスイッチング素子とが、互いに直列接続されている。従って、上アームのスイッチング素子と、下アームのスイッチング素子とが互いに同時にオンになると、上記２線間を短絡することになってしまう。そこで、上アームのスイッチング素子及び下アームのスイッチング素子は必ず交互にオンするよう制御し、しかも、同時にオン状態である瞬間ができないよう、上下のスイッチング素子がオン／オフを交代する時間帯に、上下のスイッチング素子が共にオフとなるデッドタイムを設ける。

[0011] しかしながら、前述のようにスイッチング周波数を局所的に高める電力変換装置では、高周波化によって、制御の１周期が短くなる中でデッドタイムを確保しなければならない。その結果、制御周期に占めるデッドタイムの時間割合が増える。このため、理想の出力制御との誤差が大きくなり、狙い通りに歪が低減できるとは限らなくなる。

[0012] かかる従来の問題点に鑑み、本開示は、電力変換装置において、より確実性のある歪の低減を実現することを目的とする。

[0013] ［本開示の効果］

本開示によれば、電力変換装置において、より確実性のある歪の低減を実現することができる。

[0014] ［実施形態の要旨］

本発明の実施形態の要旨としては、少なくとも以下のものが含まれる。

[0015] （１）これは、直流と交流との間で電力変換を行う電力変換装置であって、スイッチング素子によって構成される変換部と、前記変換部の交流側に接続された交流リアクトルと、前記交流リアクトルに流れる電流を検出する電流センサと、前記交流リアクトルに流す交流電流のフィードバック制御を行いつつ前記スイッチング素子のスイッチング制御を行い、前記交流電流の瞬時値に対するゲイン特性が、相対的に、小電流値に対して高ゲイン、大電流値に対して低ゲインの関係となるようにフィードバックゲインを変化させる

制御部と、を備えている電力変換装置である。

[0016] 上記のように構成された電力変換装置では、相対的に、小電流値に対して高ゲイン、大電流値に対して低ゲインの関係となるようにフィードバックゲインを変化させることにより、交流リアクトルを通して流れる交流電流の波形のゼロクロス近傍（小電流値）では相対的に高ゲインでフィードバック制御の追従性を高めることができる。また、交流電流の波形のピーク値近傍（大電流値）では相対的に低ゲインでフィードバック制御の安定性を確保し、発振を防止することができる。このようにして、交流電流のゼロクロス近傍での波形の歪を確実に抑制することができる。

[0017] （２）また、（１）の電力変換装置において、前記ゲイン特性は、前記交流リアクトルにおける電流対インダクタンスの直流重畳特性に対応したものであってもよい。

この場合、リアクトル固有の直流重畳特性を反映したゲイン特性とすることができる。すなわち、相対的に、交流リアクトルのインダクタンスが電流の増大により低下するとゲインも低下して、安定した制御を行うことができ、交流リアクトルのインダクタンスが電流の減少により上昇するとゲインも上昇して、フィードバック制御の追従性を高めることができる。

[0018] （３）また、（１）又は（２）の電力変換装置において、前記ゲイン特性は、前記交流リアクトルに流れる交流電流の位相に関して、ゼロクロスで最高ゲイン、ゼロクロスから離れてピーク値に近いほどゲインが滑らかに低下し、ピーク値で最低ゲインとなるものであってもよい。

この場合、ゲインは、ゼロクロスで最高となり、ピーク値で最低となるように滑らかに変化する。

[0019] （４）また、（１）～（３）のいずれかの電力変換装置において、例えば、前記交流電流とは、前記制御部における演算上の電流目標値である。

この場合、電流目標値に基づいてゲイン特性が得られるので、フィードバック制御の安定性を、より確実に得ることができる。

[0020] （５）また、（１）～（３）のいずれかの電力変換装置において、例えば

、前記交流電流とは、前記電流センサによる検出値である。

この場合、実際の検出値に即応したゲイン特性を得ることができる。

[0021] （６）また、これは、直流電源と交流電路との間に設けられ、前記直流電源の直流電圧が前記交流電路の交流電圧のピーク値より低い状態で直流／交流の電力変換を行う、（１）～（５）のいずれかの電力変換装置であって、前記直流電源とＤＣバスとの間に設けられたＤＣ／ＤＣコンバータと、前記ＤＣバスに接続され、前記ＤＣバスの電圧に含まれる前記交流電圧の周波数の２倍の脈動を平滑しない程度の小容量の中間コンデンサと、前記ＤＣバスに接続されたインバータと、前記インバータと前記交流電路との間に設けられ、前記交流リアクトル及び交流側コンデンサを含むフィルタ回路と、を備え、前記ＤＣ／ＤＣコンバータ及び前記インバータが、前記変換部を構成し、前記制御部は、前記直流電圧から前記交流電圧を生成するにあたって、交流１サイクル内で、前記ＤＣ／ＤＣコンバータにより前記直流電圧を昇圧し、前記インバータは極性の非反転通過及び反転通過のいずれか一方を行う時期、及び、前記ＤＣ／ＤＣコンバータを停止して、前記インバータにより降圧並びに、極性の非反転通過及び反転通過のいずれか一方を行う時期が、交互に出現するよう制御する、電力変換装置である。

[0022] 上記（６）のような電力変換装置では基本的に、交流１サイクル内で、ＤＣ／ＤＣコンバータによって昇圧し、インバータは高周波スイッチングを停止する時期と、インバータによって降圧し、ＤＣ／ＤＣコンバータは高周波スイッチングを停止する時期とが交互に現れる制御が行われている。いわば、生成する交流電圧の波形は、ＤＣ／ＤＣコンバータとインバータとが交互に動作して出力する合成波形であり、ピーク値前後の絶対値が相対的に大きい波形領域はＤＣ／ＤＣコンバータが生成し、ゼロクロス前後の絶対値が相対的に小さい波形領域はインバータが生成する。このような、最小スイッチング変換方式における出力電流のフィードバック制御に対して、相対的に、小電流値に対して高ゲイン、大電流値に対して低ゲインの関係となるようにフィードバックゲインを変化させることにより、交流１サイクル中のゼロク

ロス近傍でのスイッチングを担当するインバータによる歪を低減することができる。また、交流１サイクル中の瞬時値の絶対値におけるピーク値近傍でのスイッチングを担当するＤＣ／ＤＣコンバータに対しては、ゲインを下げ、フィードバック制御の安定性を確保することができる。

[0023] （７）他の観点からは、これは、スイッチング素子によって構成される変換部、及び、前記変換部の交流側に接続された交流リアクトルを備え、直流と交流との間で電力変換を行う電力変換装置において、前記交流リアクトルに流れる電流について制御部によって実行される電流歪の低減方法であって、前記交流リアクトルに流す交流電流のフィードバック制御を行いつつ前記スイッチング素子のスイッチング制御を行い、前記交流電流の瞬時値に対するゲイン特性が、相対的に、小電流値に対して高ゲイン、大電流値に対して低ゲインの関係となるようにフィードバックゲインを変化させる、電流歪の低減方法である。

[0024] 上記のような電流歪の低減方法においては、相対的に、小電流値に対して高ゲイン、大電流値に対して低ゲインの関係となるようにフィードバックゲインを変化させることにより、交流リアクトルを通して流れる交流電流の波形のゼロクロス近傍（小電流値）では相対的に高ゲインでフィードバック制御の追従性を高めることができる。また、交流電流の波形のピーク値近傍（大電流値）では相対的に低ゲインでフィードバック制御の安定性を確保し、発振を防止することができる。このようにして、交流電流のゼロクロス近傍での波形の歪を抑制することができる。

[0025] （８）また、この電力変換装置は、以下のように表現することもできる。

すなわち、直流と交流との間で電力変換を行う電力変換装置であって、スイッチング素子によって構成される変換部と、前記変換部の交流側に接続された交流リアクトルと、前記交流リアクトルに流れる電流を検出する電流センサと、前記交流リアクトルに流す交流電流のフィードバック制御を行いつつ前記スイッチング素子のスイッチング制御を行う制御部と、を備え、前記制御部は、前記交流リアクトルにおける電流対インダクタンスの直流重畳特

性に対応して、前記交流電流の１周期内で、前記交流電流の瞬時値に対するゲイン特性が、相対的に、ゼロクロス及びその近傍の小電流値に対して高ゲイン、ピーク値及びその近傍の大電流値に対して低ゲインの関係となるようにフィードバックゲインを変化させる、電力変換装置である。

[0026] 上記のように構成された電力変換装置では、交流電流の１周期内で、相対的に、小電流値に対して高ゲイン、大電流値に対して低ゲインの関係となるようにフィードバックゲインを変化させることにより、交流リアクトルを通して流れる交流電流の波形のゼロクロス近傍（小電流値）では相対的に高ゲインでフィードバック制御の追従性を高めることができる。また、交流電流の波形のピーク値近傍（大電流値）では相対的に低ゲインでフィードバック制御の安定性を確保し、発振を防止することができる。このようにして、交流電流のゼロクロス近傍での波形の歪を確実に抑制することができる。

[0027] ［実施形態の詳細］

以下、本発明の実施形態に係る電力変換装置について、図面を参照して説明する。

[0028] 《回路構成＿第１例》

図１は、第１例に係る電力変換装置の回路図である。図において、電力変換装置は、例えば太陽光発電パネルである直流電源２と交流電路３との間に設けられ、直流電源２の直流電圧が交流電路３の交流電圧のピーク値（波高値）より高い状態で、直流から交流へ電力変換を行うことができる。交流電路３には、電力変換装置１が設置されている需要家の負荷４Ｌ、及び、商用電力系統４Ｐが接続されている。

[0029] 電力変換装置１は、主回路構成要素として、直流側コンデンサ５、インバータ１０、及び、フィルタ回路１１を備えている。

ＤＣバス８に接続されたインバータ１０は、フルブリッジ回路を構成するスイッチング素子Ｑ３～Ｑ６を備えている。これらスイッチング素子Ｑ３～Ｑ６は、例えば、ＭＯＳＦＥＴ（Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor）である。ＭＯＳＦＥＴの場合は、スイッチング素子Ｑ３～Ｑ６

がそれぞれ、ダイオード（ボディダイオード）ｄ３～ｄ６を有している。各スイッチング素子Ｑ３～Ｑ６は、制御部１４により制御される。

[0030] インバータ１０と交流電路３との間には、フィルタ回路１１が設けられている。フィルタ回路１１は、交流リアクトル１２と、交流リアクトル１２より負荷４Ｌ側（図の右側）に設けられた交流側コンデンサ１３とを備えている。フィルタ回路１１は、インバータ１０で発生する高周波ノイズが交流電路３側へ漏れ出ないように、通過を阻止している。

[0031] 計測用の回路要素としては、直流側の電圧を検出する電圧センサ１５が設けられている。電圧センサ１５は直流電源２及び直流側コンデンサ５と並列接続され、直流電圧を検出する。検出された電圧の情報は、制御部１４に提供される。

[0032] 一方、交流側には、交流リアクトル１２に流れる電流を検出する電流センサ１８が設けられている。電流センサ１８によって検出された電流の情報は、制御部１４に提供される。また、交流側コンデンサ１３と並列に、電圧センサ１９が設けられている。電圧センサ１９によって検出された電圧の情報は、制御部１４に提供される。

[0033] 制御部１４は例えば、コンピュータを含み、ソフトウェア（コンピュータプログラム）をコンピュータが実行することで、必要な制御機能を実現する。ソフトウェアは、制御部１４の記憶装置（図示せず。）に格納される。

[0034] 上記のように商用電力系統４Ｐと連系する電力変換装置１では、出力電圧の波形は商用電力系統４Ｐにより決まるので、制御部１４は、交流リアクトル１２に流れる電流が目標値に一致するようインバータ１０をフィードバック制御する。これによりインバータ１０は、商用電力系統４Ｐの電圧と位相が同期した電流を出力するようにスイッチング動作し、電流制御を行う。

[0035] 図２は、制御部１４によって実行される、上記フィードバック制御の制御ブロック図である。交流リアクトル出力電流目標値と、交流リアクトル出力電流検出値とは、加算部１４３において比較され、その差が電流制御の補償部１４４を通った出力が交流リアクトル出力電流参照波となって三角波と比

較され、インバータ１０を駆動するＰＷＭ（Pulse Width Modulation）パルスが生成される。

[0036] 《回路構成＿第２例》

図３は、第２例に係る電力変換装置の回路図である。図において、電力変換装置１は、例えば太陽光発電パネルである直流電源２と、交流電路３との間に設けられ、直流電源２の直流電圧が交流電路３の交流電圧のピーク値（波高値）より高い状態で、直流から交流へ電力変換を行うことができる。交流電路３には、電力変換装置１が設置されている需要家の負荷４Ｌが接続される。すなわち、これは、商用電力系統とは接続されずに、自立運転する電力変換装置１である。電力変換装置１内の回路構成は図１と同様である。

[0037] 自立運転する電力変換装置１では、制御部１４は、電圧制御及び電流制御を行う。

図４は、制御部１４によって実行される、自立運転の場合のフィードバック制御の制御ブロック図である。

図４において、インバータ出力電圧目標値と、インバータ出力電圧検出値とは、加算部１４１において比較され、その差が電圧制御の補償部１４２を通った出力が交流リアクトル出力電流目標値となる。そして、交流リアクトル出力電流目標値と、交流リアクトル出力電流検出値とは、加算部１４３において比較され、その差が電流制御の補償部１４４を通った出力が交流リアクトル出力電流参照波となって三角波と比較され、インバータ１０を駆動するＰＷＭパルスが生成される。

[0038] 《回路構成例＿第３例》

次に、さらに複雑な制御の例について説明する。

図５は、第３例に係る電力変換装置の回路図の一例である。図において、電力変換装置１は、直流電源２と交流電路３との間に設けられ、直流電源２の直流電圧が交流電路３の交流電圧のピーク値（波高値）より低い状態で、直流から交流へ、又は必要によりその逆に、電力変換を行うことができる。交流電路３には、電力変換装置１が設置されている需要家の負荷４Ｌ、及び

、商用電力系統４Ｐが接続されている。

[0039] 電力変換装置１は、主回路構成要素として、直流側コンデンサ５、ＤＣ／ＤＣコンバータ６、中間コンデンサ９、インバータ１０、及び、フィルタ回路１１を備えている。ＤＣ／ＤＣコンバータ６は、直流リアクトル７と、ハイサイドのスイッチング素子Ｑ１と、ローサイドのスイッチング素子Ｑ２とを備え、直流チョッパ回路を構成している。スイッチング素子Ｑ１，Ｑ２としては例えば、ＭＯＳＦＥＴを使用することができる。ＭＯＳＦＥＴのスイッチング素子Ｑ１，Ｑ２はそれぞれ、ダイオード（ボディダイオード）ｄ１，ｄ２を有している。各スイッチング素子Ｑ１，Ｑ２は、制御部１４により制御される。

[0040] ＤＣ／ＤＣコンバータ６の高圧側は、ＤＣバス８に接続されている。ＤＣバス８の２線間に接続されている中間コンデンサ９は、小容量（１００μＦ以下、例えば数十μＦ）であり、高周波（例えば２０ｋＨｚ）でスイッチングされた電圧に対しては平滑作用を発揮するが、商用周波数の２倍程度の周波数（１００Ｈｚ又は１２０Ｈｚ）で変化する電圧に対しては平滑作用を発揮しない。

[0041] ＤＣバス８に接続されたインバータ１０は、フルブリッジ回路を構成するスイッチング素子Ｑ３～Ｑ６を備えている。これらスイッチング素子Ｑ３～Ｑ６は、例えば、ＭＯＳＦＥＴである。ＭＯＳＦＥＴの場合は、スイッチング素子Ｑ３～Ｑ６がそれぞれ、ダイオード（ボディダイオード）ｄ３～ｄ６を有している。各スイッチング素子Ｑ３～Ｑ６は、制御部１４により制御される。

[0042] インバータ１０と交流電路３との間には、フィルタ回路１１が設けられている。フィルタ回路１１は、交流リアクトル１２と、交流リアクトル１２より負荷４Ｌ側（図の右側）に設けられた交流側コンデンサ１３とを備えている。フィルタ回路１１は、インバータ１０で発生する高周波ノイズが交流電路３側へ漏れ出ないように、通過を阻止している。

[0043] 計測用の回路要素としては、ＤＣ／ＤＣコンバータ６の低圧側（図の左側

）に、電圧センサ１５及び電流センサ１６が設けられている。電圧センサ１５は直流電源２と並列接続され、直流電源２の両端電圧を検出する。検出された電圧の情報は、制御部１４に提供される。電流センサ１６は、ＤＣ／ＤＣコンバータ６に流れる電流を検出する。検出された電流の情報は、制御部１４に提供される。中間コンデンサ９には電圧センサ１７が並列接続されている。電圧センサ１７は、中間コンデンサ９の両端電圧すなわち、ＤＣバス８の電圧を検出する。検出された電圧の情報は、制御部１４に提供される。

[0044] 一方、交流側には、交流リアクトル１２に流れる電流を検出する電流センサ１８が設けられている。電流センサ１８によって検出された電流の情報は、制御部１４に提供される。また、交流側コンデンサ１３と並列に、電圧センサ１９が設けられている。電圧センサ１９によって検出された電圧の情報は、制御部１４に提供される。

[0045] 制御部１４は例えば、コンピュータを含み、ソフトウェア（コンピュータプログラム）をコンピュータが実行することで、必要な制御機能を実現する。ソフトウェアは、制御部１４の記憶装置（図示せず。）に格納される。

[0046] 《電圧波形で見た最小スイッチング変換方式の概要》

次に、上記第３例に係る電力変換装置１において実行される最小スイッチング方式の動作について、その概要を説明する。

図６及び図７は、最小スイッチング変換方式における、ＤＣ／ＤＣコンバータ６及びインバータ１０の動作の特徴を簡略に示す波形図である。両図は同じ内容を示しているが、図６は特に、直流入力から交流出力までの振幅の関係が見やすいように表示し、図７は特に、制御のタイミングが見やすいように表示している。図６の上段及び図７の左欄はそれぞれ、比較のために、最小スイッチング変換方式ではない伝統的なスイッチング制御を表す波形図である。また、図６の下段及び図７の右欄はそれぞれ、最小スイッチング変換方式の動作を示す波形図である。

[0047] まず、図６の上段（又は図７の左欄）において、伝統的なスイッチング制御では、入力される直流電圧に対する、ＤＣ／ＤＣコンバータの一対のスイ

ッチング素子及び直流リアクトルの相互接続点での出力は、直流電圧よりも高い値の等間隔のパルス列状である。この出力は中間コンデンサによって平滑化され、ＤＣバスの電圧として現れる。これに対してインバータは、ＰＷＭ制御されたスイッチングを半周期で極性反転しながら行う。この結果、最終的な平滑化を経て、正弦波の交流電圧が得られる。

[0048] 次に、図６の下段（又は図７の右欄）の最小スイッチング変換方式では、交流電圧の瞬時値の絶対値（以下、単に交流電圧の絶対値という。）と、入力である直流電圧との比較結果に応じて、ＤＣ／ＤＣコンバータ６とインバータ１０とが動作する。具体的には、交流電圧の絶対値が直流電圧より小さいとき（又は以下のとき）は、ＤＣ／ＤＣコンバータ６は停止し（図中の「ＳＴ」）、交流電圧の絶対値が直流電圧以上のとき（又は、より大きいとき）は、ＤＣ／ＤＣコンバータ６が昇圧動作を行う（図中の「ＯＰ」）。ＤＣ／ＤＣコンバータ６の出力は中間コンデンサ９により平滑化され、ＤＣバス８に、図示の電圧として現れる。

[0049] ここで、中間コンデンサ９が小容量であることにより、交流電圧の絶対値のピーク前後となる一部の波形が平滑化されずにそのまま残る。すなわち、平滑は、ＤＣ／ＤＣコンバータ６による高周波のスイッチングの痕跡を消す程度には作用するが、商用周波数の２倍程度の低周波を平滑化することはできないように、中間コンデンサ９が小容量になっている。

[0050] これに対してインバータ１０は、交流電圧の絶対値と、直流電圧との比較結果に応じて、交流電圧の絶対値が直流電圧より小さいとき（又は以下のとき）は、高周波スイッチングを行い（図中の「ＯＰ」）、交流電圧の絶対値が直流電圧以上のとき（又は、より大きいとき）は、高周波スイッチングを停止する（図中の「ＳＴ」）。高周波スイッチングを停止しているときのインバータ１０は、スイッチング素子Ｑ３，Ｑ６がオン、Ｑ４，Ｑ５がオフの状態（非反転）と、スイッチング素子Ｑ３，Ｑ６がオフ、Ｑ４，Ｑ５がオンの状態（反転）のいずれかを選択することにより、必要な極性反転のみを行う。インバータ１０の出力は交流リアクトル１２及び交流側コンデンサ１３

により平滑化され、所望の交流出力が得られる。

[0051] ここで、図７の右欄に示すように、ＤＣ／ＤＣコンバータ６とインバータ１０とは、交互に高周波スイッチングの動作をしており、ＤＣ／ＤＣコンバータ６が昇圧の動作をしているときは、インバータ１０は高周波スイッチングを停止し、ＤＣバス８の電圧に対して必要な極性反転のみを行っている。逆に、インバータ１０が高周波スイッチング動作するときは、ＤＣ／ＤＣコンバータ６は停止して、直流側コンデンサ５の両端電圧が、直流リアクトル７及びダイオードｄ１を介してＤＣバス８に現れる。

[0052] 以上のようにして、ＤＣ／ＤＣコンバータ６とインバータ１０とによる最小スイッチング変換方式の動作が行われる。このような電力変換装置１は、スイッチング素子Ｑ１～Ｑ６の高周波スイッチングに休止期間が生じることによって、全体的な高周波スイッチング回数を減らすことができる。これにより、電力変換の効率を、大幅に改善することができる。

[0053] 《最小スイッチング変換方式の詳細》

図８は、電力変換装置１が直流から交流への電力変換を行っている場合に、制御部１４によって実行される、ＤＣ／ＤＣコンバータ６及びインバータ１０の制御処理を示すフローチャートである。

[0054] まず、エンドレスな処理ループのステップＳ９から見ると、制御部１４は、現状の入力電力平均値〈Ｐｉｎ〉を演算する。なお、この記号〈 〉は平均値を意味するものとして用いる（以下同様。）。入力電力平均値〈Ｐｉｎ〉は、下記式（１）に基づいて求められる。

〈Ｐｉｎ〉＝〈Ｉｉｎ×Ｖｇ〉 ・・・（１）

ここで、Ｉｉｎは、電流センサ１６によって検出されるＤＣ／ＤＣコンバータ電流検出値である。また、Ｖｇは、電圧センサ１５によって検出される直流入力電圧検出値である。

[0055] 次に、制御部１４は、前回演算時の入力電力平均値〈Ｐｉｎ〉と比較して、直流入力電流目標値Ｉｇ＊を設定する（ステップＳ１）。

なお、式（１）以外の以下に示す制御に関する各式においては、電流検出

値Ｉｉｎ、及び直流入力電圧検出値Ｖｇは、平均化されていない瞬時値が用いられる。

[0056] 続いて制御部１４は、下記式（２）に基づいて、電力変換装置１としての出力電流目標値の平均値〈Ｉａ＊〉を演算する。

〈Ｉａ＊〉＝η〈Ｉｇ＊×Ｖｇ〉／〈Ｖａ〉 ・・・（２）

ここで、ηは電力変換装置１の変換効率を表す定数である。Ｖａは、電圧センサ１９によって検出される、系統電圧検出値である。

[0057] さらに、制御部１４は、下記式（３）に基づいて、出力電流目標値Ｉａ＊を、系統電圧検出値Ｖａと同位相の正弦波として求める（ステップＳ２）。すなわち制御部１４は、電力変換装置１が出力する交流電力の電流Ｉａ（出力電流）が系統電圧（系統電圧検出値Ｖａ）と同位相となるようにインバータ１０を制御する。

Ｉａ＊＝（√２）×〈Ｉａ＊〉×ｓｉｎωｔ ・・・（３）

このようにして、制御部１４は、入力電力平均値〈Ｐｉｎ〉及び系統電圧検出値Ｖａに基づいて出力電流目標値Ｉａ＊を求める。

[0058] 次に、制御部１４は、下記式（４）により、インバータ１０を制御するための電流目標値であるインバータ電流目標値Ｉｉｎｖ＊（インバータ１０の交流側での電流目標値）を演算する（ステップＳ３）。

Ｉｉｎｖ＊＝Ｉａ＊ ＋ ｓ ＣａＶａ ・・・（４）

ここで、Ｃａは、交流側コンデンサ１３の静電容量、ｓはラプラス演算子である（以下同様。）。式（４）中の右辺第２項は、フィルタ回路１１の交流側コンデンサ１３に流れる電流を考慮して加算した値である。

[0059] 制御部１４は、インバータ電流目標値Ｉｉｎｖ＊と、電流センサ１８によって検出される実際のインバータ電流検出値Ｉｉｎｖとに基づいて、インバータ１０をフィードバック制御する（ステップＳ４）。

[0060] 一方、制御部１４は、下記式（５）に基づいて、インバータ出力電圧目標値Ｖｉｎｖ＊（インバータ１０の交流側での電圧目標値）を演算する（ステップＳ５）。

Ｖｉｎｖ＊＝Ｖａ＋ＺａＩｉｎｖ＊　　・・・（５）

ここで、Ｚａは、交流リアクトル１２のインピーダンスである。

式（５）の右辺第２項は、交流リアクトル１２の両端に発生する電圧を考慮して加算した値である。

[0061] このように、制御部１４は、電力変換装置１が出力する交流電力の電流位相が系統電圧検出値Ｖａと同位相となるようにインバータ１０を制御するための電流目標値であるインバータ電流目標値Ｉｉｎｖ＊に基づいて、インバータ出力電圧目標値Ｖｉｎｖ＊を設定する。

[0062] 次に、制御部１４は、下記式（６）に示すように、直流電源側の電圧としての電圧Ｖｇ又は好ましくは下記の直流電圧Ｖｇｆと、インバータ出力電圧目標値Ｖｉｎｖ＊の絶対値とを比較して、大きい方をＤＣ／ＤＣコンバータ電圧目標値Ｖｏ＊に決定する（ステップＳ６）。

直流電圧Ｖｇｆとは、Ｖｇに直流リアクトル７のインピーダンスＺによる電圧降下を考慮した電圧であり、ＤＣ／ＤＣコンバータ電流検出値をＩｉｎとして、Ｖｇｆ＝Ｖｇ－ＺＩｉｎである。従って、

Ｖｏ＊＝Ｍａｘ（Ｖｇ－ＺＩｉｎ，｜Ｖｉｎｖ＊｜）　　・・・（６）

とすることができる。

[0063] さらに、制御部１４は、下記式（７）に基づいて、ＤＣ／ＤＣコンバータ電流目標値Ｉｉｎ＊を演算する（ステップＳ７）。

Ｉｉｎ＊＝｛（Ｉｉｎｖ＊×Ｖｉｎｖ＊）＋（ｓＣＶｏ＊）×Ｖｏ＊｝
／（Ｖｇ－ＺＩｉｎ）　　・・・（７）

ここで、Ｃは、中間コンデンサ９の静電容量である。

[0064] 式（７）中、インバータ電流目標値Ｉｉｎｖ＊と、インバータ出力電圧目標値Ｖｉｎｖ＊との積に加算されている第２項は、中間コンデンサ９を通過する無効電力を考慮した値である。すなわち、インバータ１０の電力目標値に加えて、無効電力を考慮することにより、より正確にＩｉｎ＊の値を求めることができる。なお、さらに、予め電力変換装置１の電力損失を測定して

おけば、式（７）の上記第２項プラス第３項として、電力損失も考慮することができる。

[0065] なお、中間コンデンサ９の静電容量Ｃ及び電力損失が、（Ｉｉｎｖ＊×Ｖｉｎｖ＊）に比べて十分小さい場合、下記式（８）が成立する。

Ｉｉｎ＊＝（Ｉｉｎｖ＊×Ｖｉｎｖ＊）／Ｖｇ　・・・（８）

この式（８）によって求まるＩｉｎ＊を、式（６）、（７）の右辺に含まれるＩｉｎとして用いることができる。

ＤＣ／ＤＣコンバータ６は、このＤＣ／ＤＣコンバータ電流目標値Ｉｉｎ＊によって、フィードバック制御される。

[0066] 以上のようにして、ＤＣ／ＤＣコンバータ６は、ＤＣ／ＤＣコンバータ電流目標値Ｉｉｎ＊と、ＤＣ／ＤＣコンバータ電流検出値Ｉｉｎとによって、フィードバック制御される（ステップＳ８）。

[0067] 上記ステップＳ８の後、制御部１４は、前述の式（１）に基づいて、現状の入力電力平均値〈Ｐｉｎ〉を求める（ステップＳ９）。

[0068] 制御部１４は、上述したように、インバータ１０及びＤＣ／ＤＣコンバータ６を電流目標値によってフィードバック制御する。

ステップＳ４のフィードバック制御は、インバータ電流目標値Ｉｉｎｖ＊と、インバータ電流検出値Ｉｉｎｖに基づいて行われる。

ステップＳ８のフィードバック制御は、ＤＣ／ＤＣコンバータ電流目標値Ｉｉｎ＊と、ＤＣ／ＤＣコンバータ電流検出値Ｉｉｎとに基づいて行われる。ここで、ＤＣ／ＤＣコンバータ電流目標値Ｉｉｎ＊は、インバータ電流目標値Ｉｉｎｖ＊に基づいている（式（７）、式（８））。

従って、どちらのフィードバック制御も、インバータ電流目標値Ｉｉｎｖ＊に基づいている。

[0069] 《第１例～第３例におけるフィードバック制御に共通する課題》

以上のように、電力変換装置１の回路構成の第１例～第３例を挙げたが、いずれも、交流リアクトル１２の電流制御（インバータ電流制御）が基本になっている。電流制御は一般的なフィードバック制御と同様に、ゲイン（比

例係数）を大きくすると目標値への追従性は良くなるが、発振するなどの、不安定動作に至りやすい。逆に、ゲインが小さいと、安定性は良くなるが目標値への追随性が低下する。目標値に対する追随性の低下は出力電流の波形の歪につながる。

[0070] 交流リアクトル１２に流れる電流制御に関する理想的なゲインをＧ（定数）、交流リアクトル１２のインダクタンスをＬ（定数）、制御周波数をｆ（定数）とすると、一般に、以下の関係にあることが知られている。

Ｇ＝Ｌ・ｆ　　・・・（９）

[0071] しかしながら、実際には、リアクトル（交流用、直流用に限らず。）のインダクタンスは定数ではない。リアクトルには、直流重畳特性があり、流れる電流が大きくなるほど、インダクタンスが小さくなる特性がある。このような特性が顕著に表れないリアクトルであれば、式（９）におけるＬの変化が小さく、従って、ゲインの設定もし易い。しかし、そのようにインダクタンスの変化が少ないリアクトルは、とても高価である。現実的に選択し得る製品としては、磁気飽和さえしなければ、インダクタンスの変化があっても、安価なリアクトルを使用したいところである。

[0072] 図９は、リアクトルの、電流に対するインダクタンスの特性の一例を示すグラフである。図示のように、電流が増大するほど、インダクタンスは低下する。なお、さらに過度に電流が増大すると、磁気飽和によりインダクタンスが失われ、大電流が流れるが、そのような磁気飽和は起こらない電流範囲で使用することを前提としている。

[0073] 図１０は、現実的に選択し得るリアクトルであって、相応の直流重畳特性を有するものを使用した場合に、電力変換装置の出力電流がどうなるかを示す一例としての波形図である。図において、振幅の大きい方の波形は電圧波形であり、振幅の小さい方の波形が、交流リアクトルを通して出力される出力電流の波形である。

[0074] 図１０より、出力電流の波形は、ゼロクロス近傍で歪を生じている。この場合、第３次高調波成分が大きくなり、規格で求められる歪の基準値を超え

る。

一方、ゼロクロス近傍を除く領域では、絶対値でのピーク値に近いほど、歪は少ない。

そこで、ゲインを出力電流の１周期内で変化させることが考えられる。

[0075] 図１１は、電流に対してゲインを変化させる場合の、変化特性を示すグラフの一例である。図９との比較により明らかなように、これは、直流重畳特性に対応した特性である。すなわち、電流が大きいほど、ゲインは小さい。電流が小さいほど、ゲインは大きい。このようなゲイン特性を交流である出力電流の目標値又は検出値に適用するフィードバック制御を行う。すなわち、制御部１４は、交流電流の瞬時値に対するゲイン特性が、相対的に、小電流値に対して高ゲイン、大電流値に対して低ゲインの関係となるようにフィードバックゲインを変化させる。

[0076] 図１２は、図１１のような変化特性を得るための具体的な関数の一例を示す図である。図１２において、ゼロクロスである位相［ｒａｄ］０、π、２πでは、フィードバック制御のＰ制御（比例制御）における比例係数を最大値の１０とする。また、瞬時値の絶対値でピーク値となる位相［ｒａｄ］（π／２）、（３π／２）では、比例係数を最小値の６．５とする。そして、０～（π／２）の間では、１０～６．５へ滑らかに減少させる。（π／２）～πの間では、６．５～１０へ滑らかに増大させる。π～（３π／２）の間では、１０～６．５へ滑らかに減少させる。そして、（３π／２）～２πの間では、６．５～１０へ滑らかに増大させる。

[0077] 図１３は、図１０で用いた交流リアクトルに、上記のような電流対ゲインの特性を適用した場合の波形図である。図１３において、振幅の大きい方の波形は電圧波形であり、振幅の小さい方の波形が、交流リアクトルを通して出力される出力電流の波形である。ゼロクロスでの歪は改善されている。具体的には、図１０との比較において以下のような数値が得られた。

[0078] ＜図１０＞

総合歪率：４．１％

３次高調波：３．１％

５次高調波：１．７％

７次高調波：１．１％

[0079] ＜図１３＞

総合歪率：２．４％

３次高調波：１．３％

５次高調波：１．０％

７次高調波：０．６７％

[0080] 上記比較により明らかなように、総合歪率及び各次高調波の全てにおいて３％未満となる顕著な改善効果が得られた。

[0081] 《まとめ》

以上のように、このフィードバック制御の基本は、交流リアクトル１２に流す交流電流の瞬時値に対するゲイン特性が、相対的に、小電流値に対して高ゲイン、大電流値に対して低ゲインの関係となるようにフィードバックゲインを変化させることである。これにより、交流リアクトル１２を通して流れる交流電流の波形のゼロクロス近傍（小電流値）では相対的に高ゲインでフィードバック制御の追従性を高めることができる。また、交流電流の波形のピーク値近傍（大電流値）では相対的に低ゲインでフィードバック制御の安定性を確保し、発振を防止することができる。このようにして、交流電流のゼロクロス近傍での波形の歪を確実に抑制することができる。

[0082] また、ゲイン特性は、交流リアクトル１２における電流対インダクタンスの直流重畳特性に対応したものである。この場合、リアクトル固有の直流重畳特性を反映したゲイン特性とすることができる。すなわち、相対的に、交流リアクトル１２のインダクタンスが電流の増大により低下するとゲインも低下して、安定した制御を行うことができ、交流リアクトル１２のインダクタンスが電流の減少により上昇するとゲインも上昇して、フィードバック制御の追従性を高めることができる。

[0083] また、ゲイン特性は好ましくは、交流リアクトル１２に流れる交流電流の

位相に関して、ゼロクロスで最高ゲイン、ゼロクロスから離れてピーク値に近いほどゲインが滑らかに低下し、ピーク値で最低ゲインとなるものである。この場合、ゲインは、ゼロクロスで最高となり、ピーク値で最低となるように滑らかに変化する。

[0084] また、交流電流が、制御部１４における演算上の電流目標値である場合には、電流目標値に基づいてゲイン特性が得られるので、フィードバック制御の安定性を、より確実に得ることができる。

逆に、交流電流が、電流センサによる検出値である場合には、実際の検出値に即応したゲイン特性を得ることができる。

[0085] また、相対的に、小電流値に対して高ゲイン、大電流値に対して低ゲインの関係となるようにフィードバックゲインを変化させることを最小スイッチング方式における出力電流のフィードバック制御に適用することで、交流１サイクル中のゼロクロス近傍でのスイッチングを担当するインバータ１０による歪を低減することができる。また、交流１サイクル中の瞬時値の絶対値におけるピーク値近傍でのスイッチングを担当するＤＣ／ＤＣコンバータ６に対しては、ゲインを下げ、フィードバック制御の安定性を確保することができる。

[0086] 《補記》

なお、第１例～第３例の電力変換装置１は、例示に過ぎない。相対的に、小電流値に対して高ゲイン、大電流値に対して低ゲインの関係となるようにフィードバックゲインを変化させることは、交流リアクトルを介して出力する変換部を有する各種の電力変換装置に適用することができる。

[0087] なお、今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本発明の範囲は請求の範囲によって示され、請求の範囲と均等の意味及び範囲内での全ての変更が含まれることが意図される。

符号の説明

[0088] １ 電力変換装置

２　直流電源

３　交流電路

４Ｌ　負荷

４Ｐ　商用電力系統

５　直流側コンデンサ

６　ＤＣ／ＤＣコンバータ

７　直流リアクトル

８　ＤＣバス

９　中間コンデンサ

１０　インバータ

１１　フィルタ回路

１２　交流リアクトル

１３　交流側コンデンサ

１４　制御部

１５　電圧センサ

１６　電流センサ

１７　電圧センサ

１８　電流センサ

１９　電圧センサ

１４１　加算部

１４２　補償部

１４３　加算部

１４４　補償部

ｄ１～ｄ６　ダイオード

Ｑ１～Ｑ６　スイッチング素子

請求の範囲

[請求項1] 直流と交流との間で電力変換を行う電力変換装置であって、

スイッチング素子によって構成される変換部と、

前記変換部の交流側に接続された交流リアクトルと、

前記交流リアクトルに流れる電流を検出する電流センサと、

前記交流リアクトルに流す交流電流のフィードバック制御を行いつつ前記スイッチング素子のスイッチング制御を行い、前記交流電流の瞬時値に対するゲイン特性が、相対的に、小電流値に対して高ゲイン、大電流値に対して低ゲインの関係となるようにフィードバックゲインを変化させる制御部と、

を備えている電力変換装置。

[請求項2] 前記ゲイン特性は、前記交流リアクトルにおける電流対インダクタンスの直流重畳特性に対応したものである請求項１に記載の電力変換装置。

[請求項3] 前記ゲイン特性は、前記交流リアクトルに流れる交流電流の位相に関して、ゼロクロスで最高ゲイン、ゼロクロスから離れてピーク値に近いほどゲインが滑らかに低下し、ピーク値で最低ゲインとなるものである請求項１又は請求項２に記載の電力変換装置。

[請求項4] 前記交流電流とは、前記制御部における演算上の電流目標値である請求項１～請求項３に記載の電力変換装置。

[請求項5] 前記交流電流とは、前記電流センサによる検出値である請求項１～請求項３に記載の電力変換装置。

[請求項6] 直流電源と交流電路との間に設けられ、前記直流電源の直流電圧が前記交流電路の交流電圧のピーク値より低い状態で直流／交流の電力変換を行う、請求項１～請求項５のいずれか１項に記載の電力変換装置であって、

前記直流電源とＤＣバスとの間に設けられたＤＣ／ＤＣコンバータと、

前記ＤＣバスに接続され、前記ＤＣバスの電圧に含まれる前記交流電圧の周波数の２倍の脈動を平滑しない程度の小容量の中間コンデンサと、

前記ＤＣバスに接続されたインバータと、

前記インバータと前記交流電路との間に設けられ、前記交流リアクトル及び交流側コンデンサを含むフィルタ回路と、を備え、

前記ＤＣ／ＤＣコンバータ及び前記インバータが、前記変換部を構成し、

前記制御部は、前記直流電圧から前記交流電圧を生成するにあたって、交流１サイクル内で、前記ＤＣ／ＤＣコンバータにより前記直流電圧を昇圧し、前記インバータは極性の非反転通過及び反転通過のいずれか一方を行う時期、及び、前記ＤＣ／ＤＣコンバータを停止して、前記インバータにより降圧並びに、極性の非反転通過及び反転通過のいずれか一方を行う時期が、交互に出現するよう制御する、電力変換装置。

[請求項7] スイッチング素子によって構成される変換部、及び、前記変換部の交流側に接続された交流リアクトルを備え、直流と交流との間で電力変換を行う電力変換装置において、前記交流リアクトルに流れる電流について制御部によって実行される電流歪の低減方法であって、

前記交流リアクトルに流す交流電流のフィードバック制御を行いつつ前記スイッチング素子のスイッチング制御を行い、前記交流電流の瞬時値に対するゲイン特性が、相対的に、小電流値に対して高ゲイン、大電流値に対して低ゲインの関係となるようにフィードバックゲインを変化させる、

電流歪の低減方法。

[請求項8] 直流と交流との間で電力変換を行う電力変換装置であって、

スイッチング素子によって構成される変換部と、

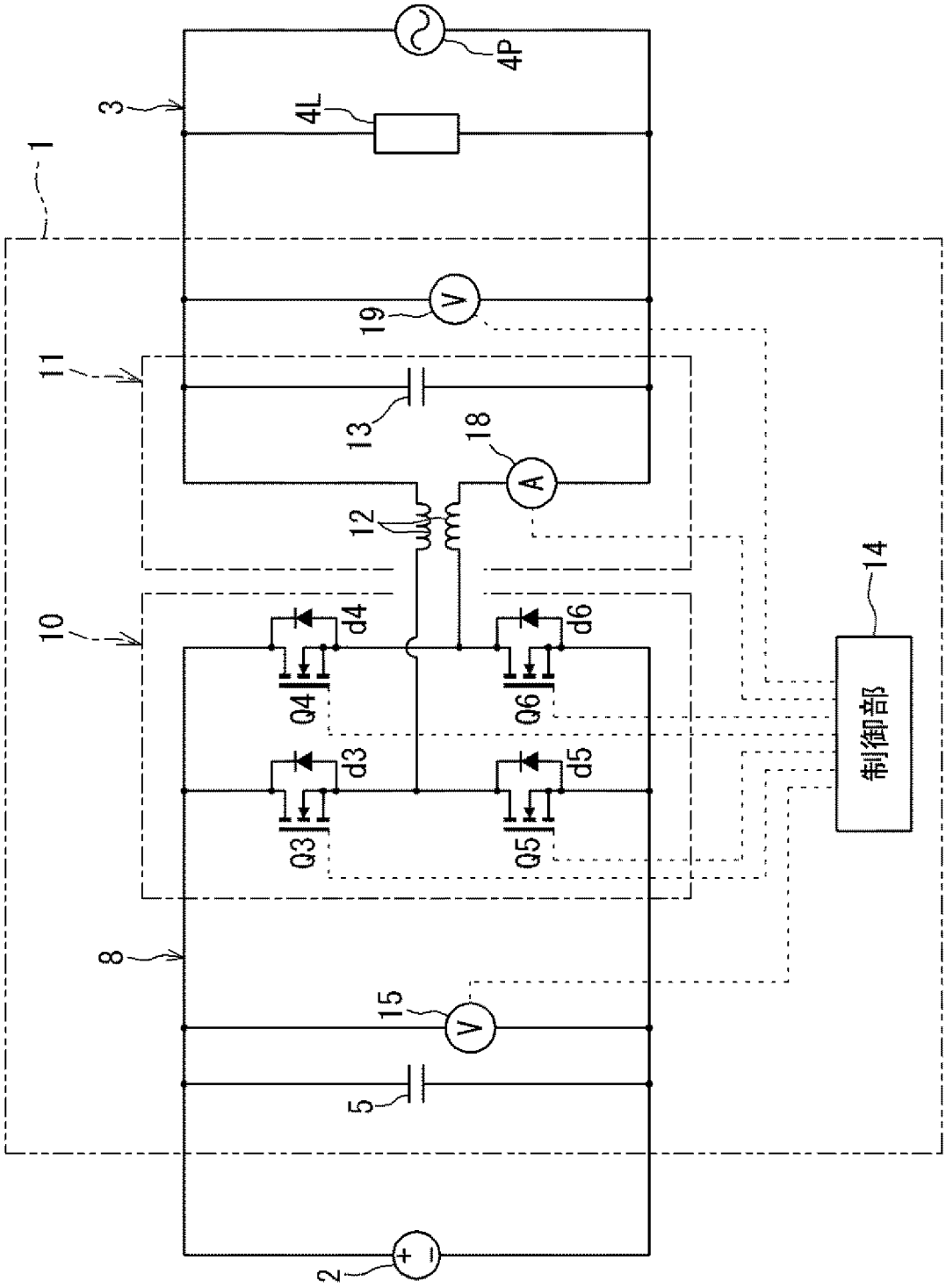
前記変換部の交流側に接続された交流リアクトルと、

前記交流リアクトルに流れる電流を検出する電流センサと、

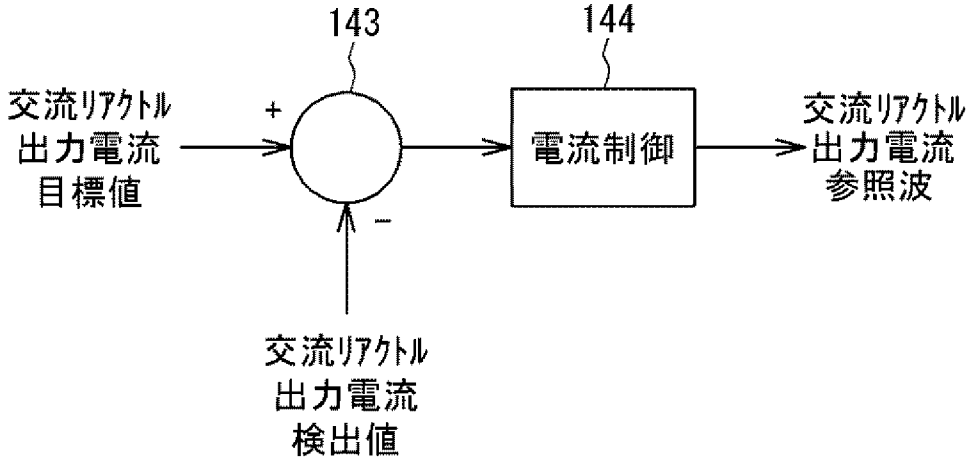
前記交流リアクトルに流す交流電流のフィードバック制御を行いつつ前記スイッチング素子のスイッチング制御を行う制御部と、を備え、

前記制御部は、前記交流リアクトルにおける電流対インダクタンスの直流重畳特性に対応して、前記交流電流の１周期内で、前記交流電流の瞬時値に対するゲイン特性が、相対的に、ゼロクロス及びその近傍の小電流値に対して高ゲイン、ピーク値及びその近傍の大電流値に対して低ゲインの関係となるようにフィードバックゲインを変化させる、電力変換装置。

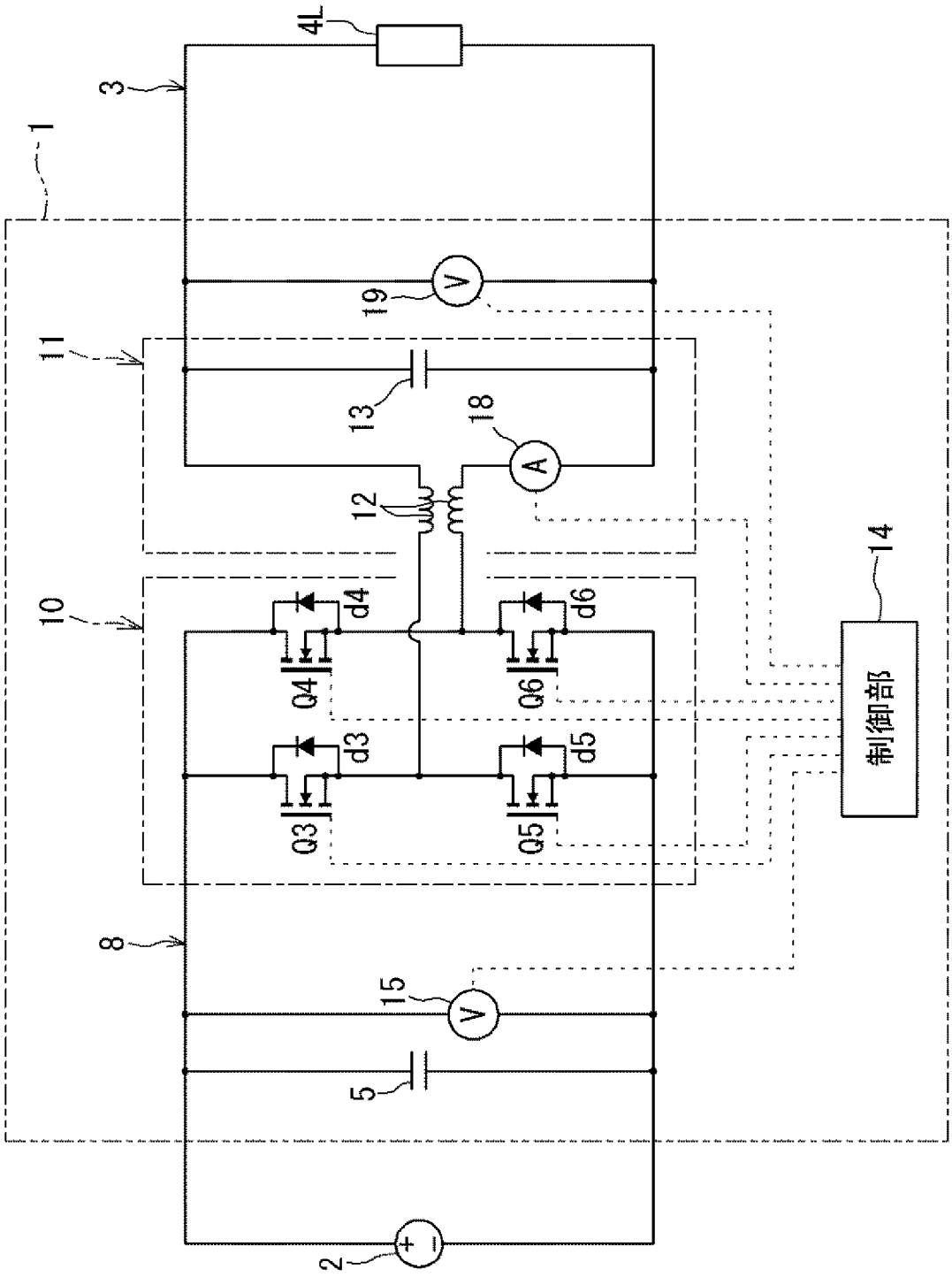
[図1]
図 1



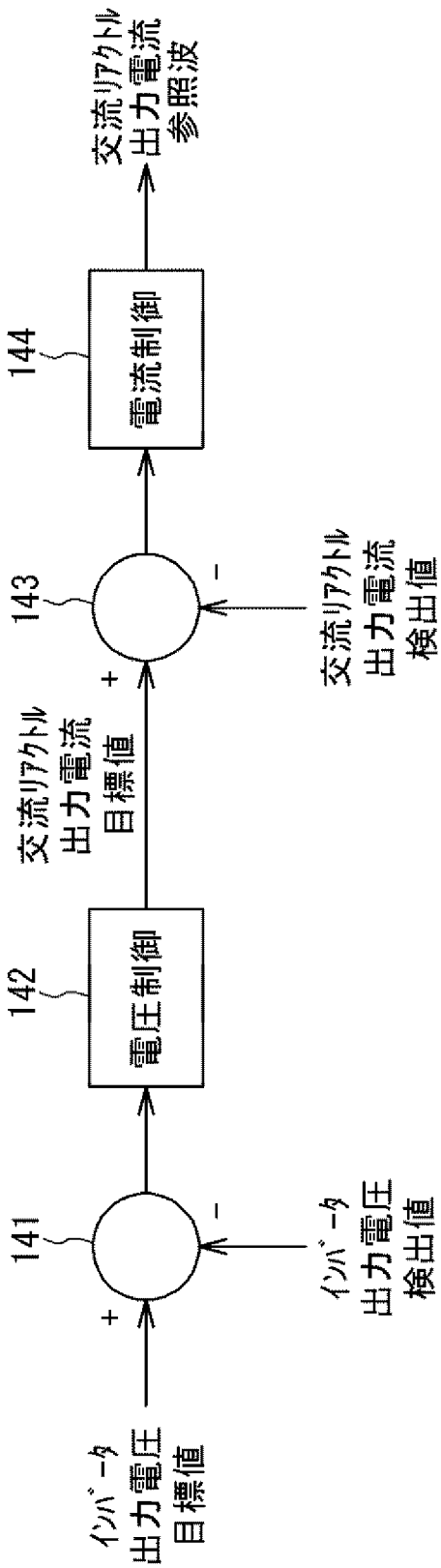
[図2]
図２


143
144
交流ﾘｱｸﾄﾙ
出力電流
目標値
+
電流制御
交流ﾘｱｸﾄﾙ
出力電流
参照波
−
交流ﾘｱｸﾄﾙ
出力電流
検出値

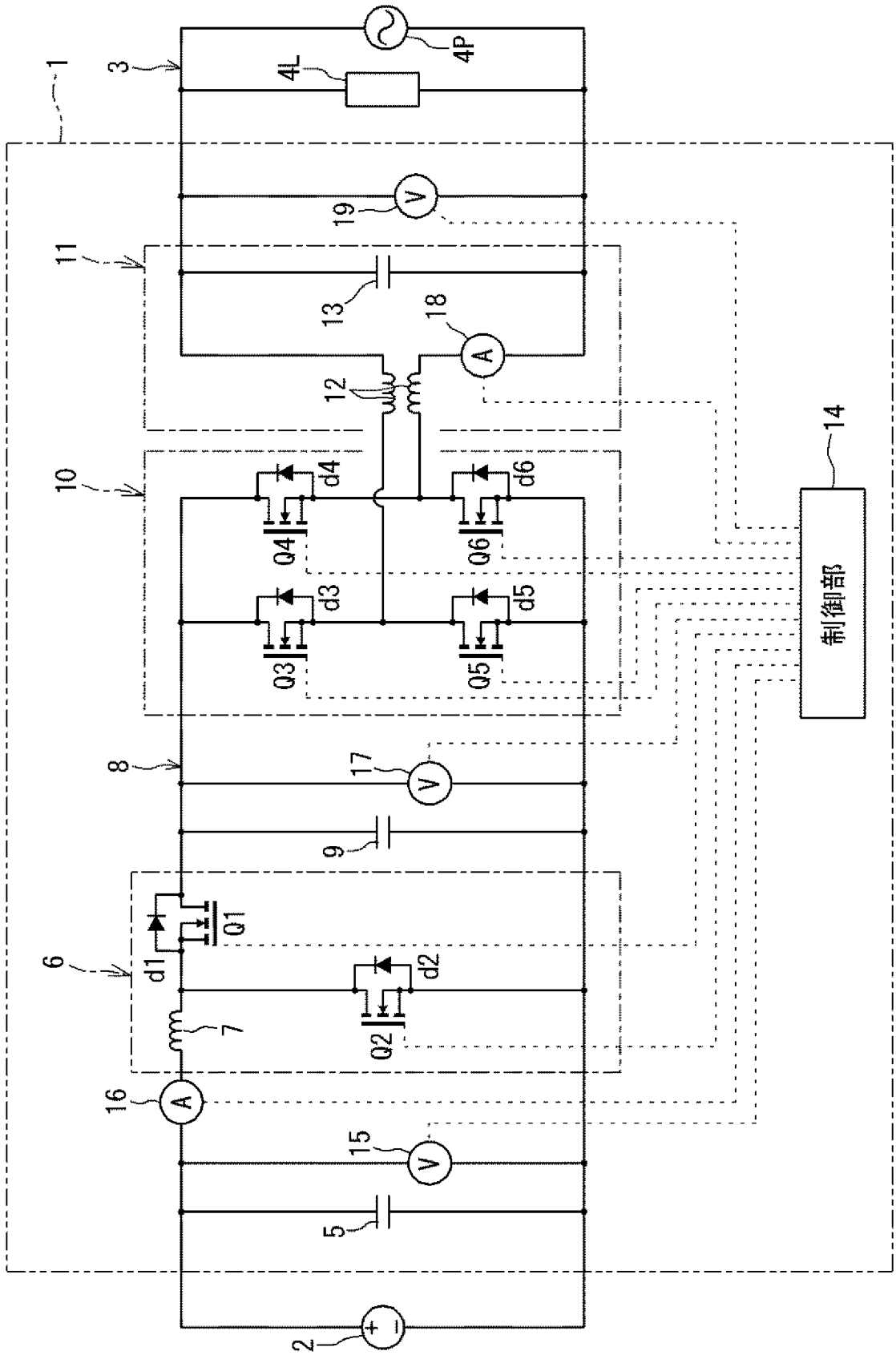
[図3]
図３



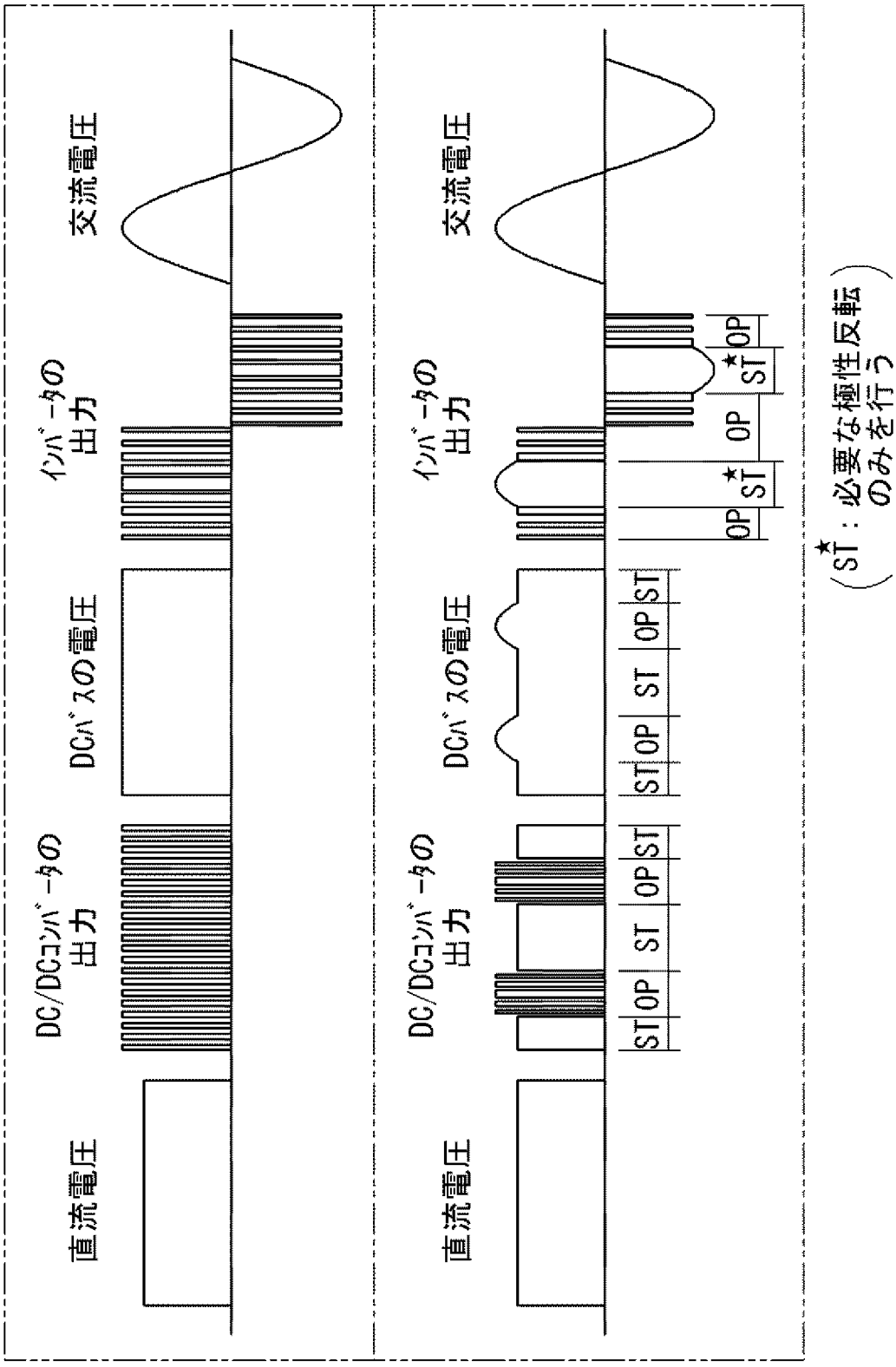
[図4]
図４


インバータ
出力電圧
目標値
+
141
−
インバータ
出力電圧
検出値
142
電圧制御
交流リアクトル
出力電流
目標値
+
143
−
交流リアクトル
出力電流
検出値
144
電流制御
交流リアクトル
出力電流
参照波

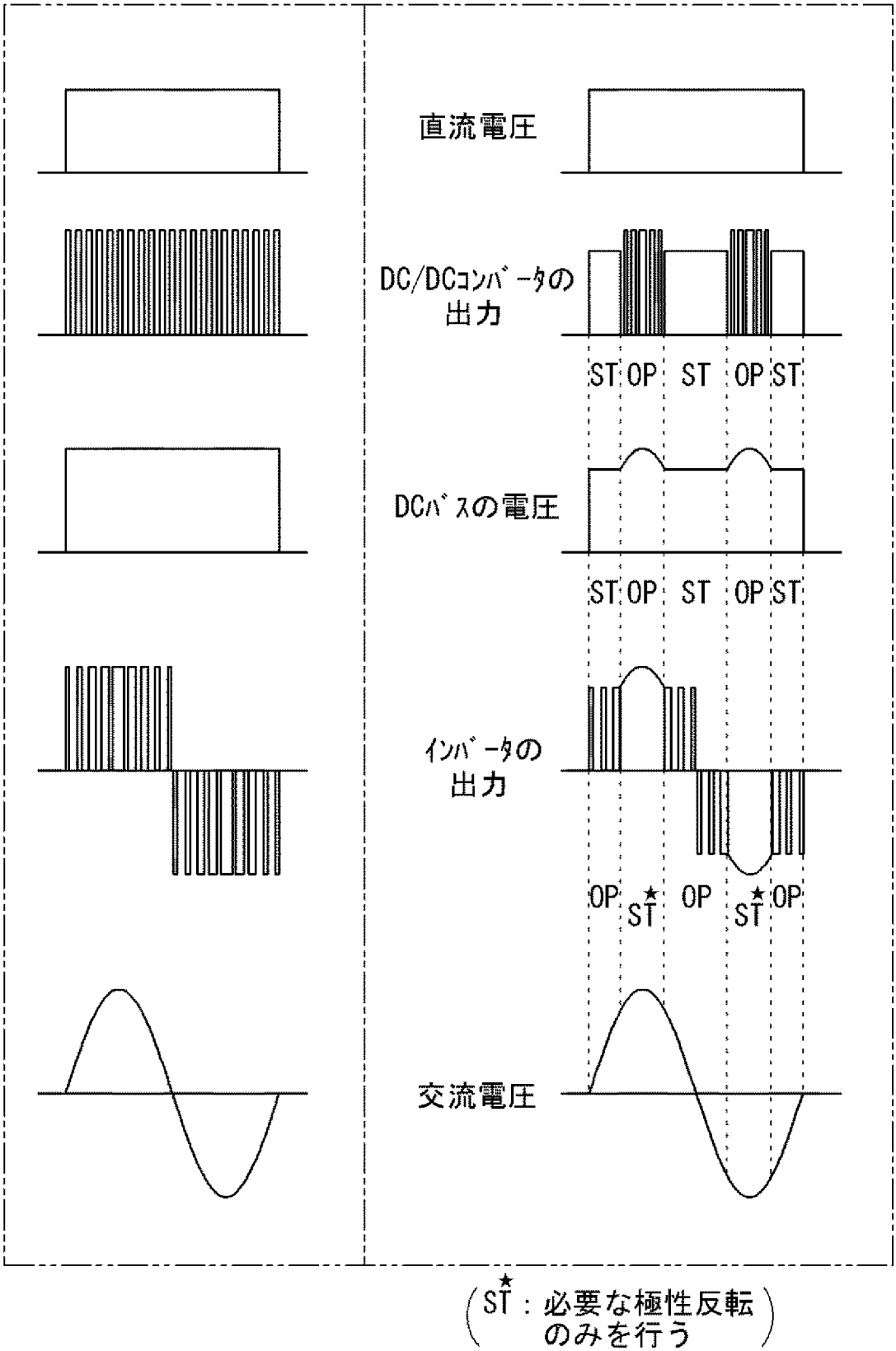
[図5]
図５


1
3
4P
4L
19
V
11
13
18
A
12
14
10
d4
d6
Q4
Q6
d3
d5
Q3
Q5
制御部
8
17
V
9
6
Q1
d1
d2
7
Q2
16
A
15
V
5
2
+
−

[図6]
図６

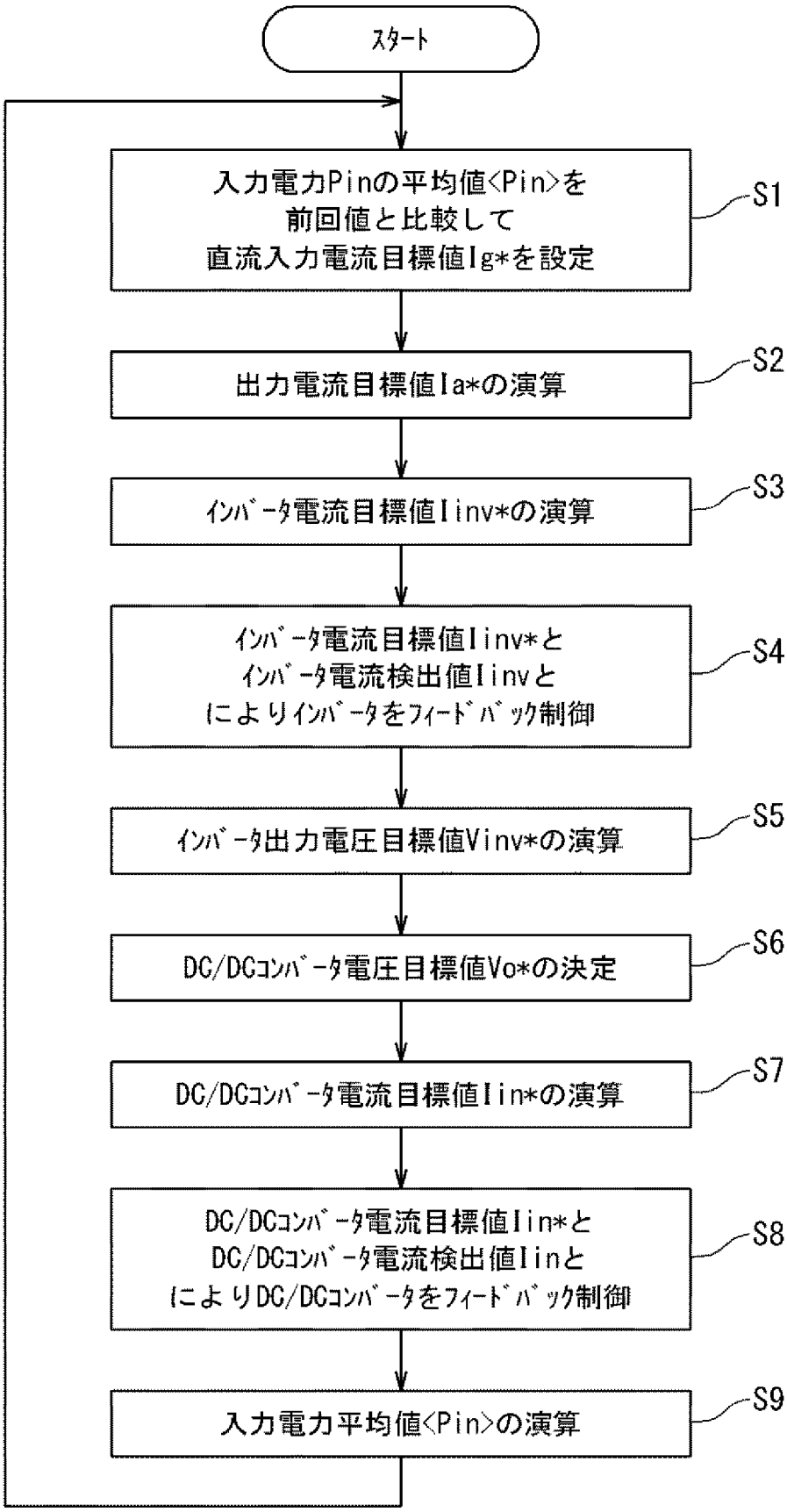

直流電圧
DC/DCコンバータの出力
DCバスの電圧
インバータの出力
交流電圧
ST
OP
★ST
★OP
（★ST：必要な極性反転のみを行う）

[図7]
図７

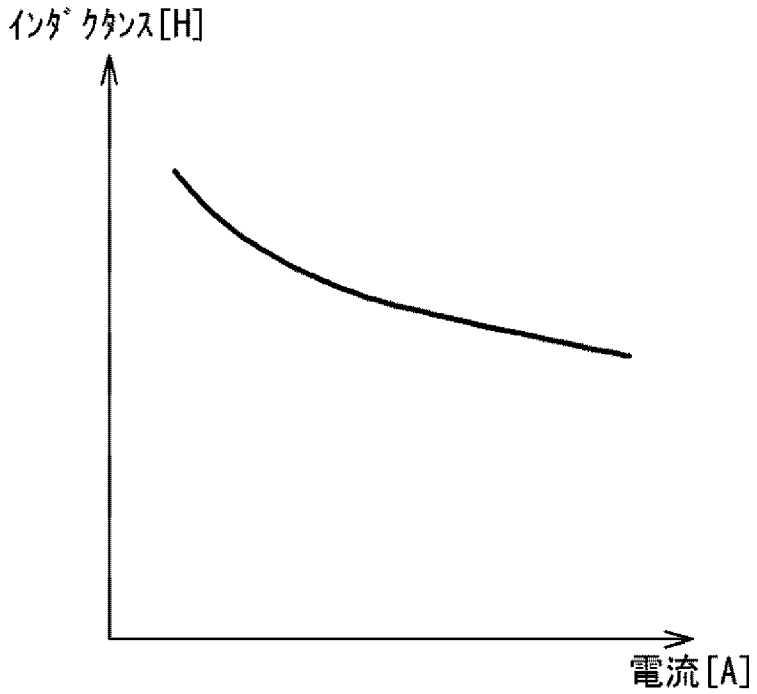

直流電圧
DC/DCコンバータの出力
ST OP ST OP ST
DCバスの電圧
ST OP ST OP ST
インバータの出力
OP ★ST OP ★ST OP
交流電圧
(★ST：必要な極性反転のみを行う)

[図8]

図８

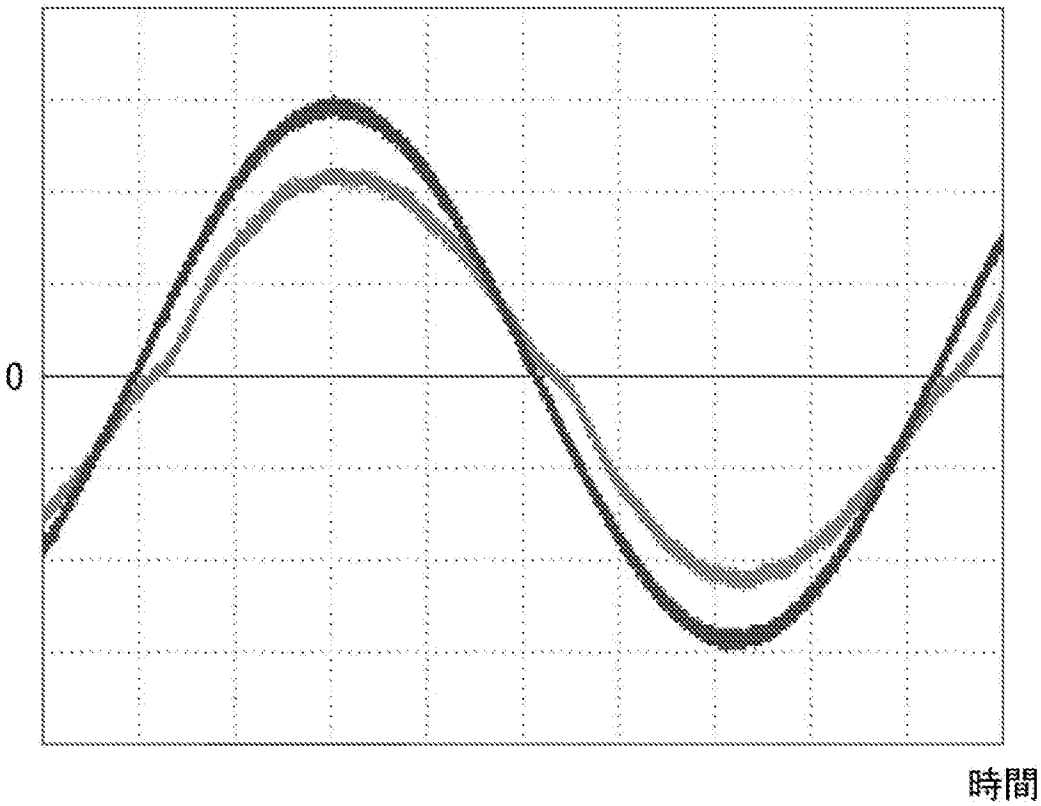

スタート
入力電力Pinの平均値<Pin>を
前回値と比較して
直流入力電流目標値Ig*を設定
S1
出力電流目標値Ia*の演算
S2
ｲﾝﾊﾞｰﾀ電流目標値Iinv*の演算
S3
ｲﾝﾊﾞｰﾀ電流目標値Iinv*と
ｲﾝﾊﾞｰﾀ電流検出値Iinvと
によりｲﾝﾊﾞｰﾀをﾌｨｰﾄﾞﾊﾞｯｸ制御
S4
ｲﾝﾊﾞｰﾀ出力電圧目標値Vinv*の演算
S5
DC/DCｺﾝﾊﾞｰﾀ電圧目標値Vo*の決定
S6
DC/DCｺﾝﾊﾞｰﾀ電流目標値Iin*の演算
S7
DC/DCｺﾝﾊﾞｰﾀ電流目標値Iin*と
DC/DCｺﾝﾊﾞｰﾀ電流検出値Iinと
によりDC/DCｺﾝﾊﾞｰﾀをﾌｨｰﾄﾞﾊﾞｯｸ制御
S8
入力電力平均値<Pin>の演算
S9

[図9]
図９

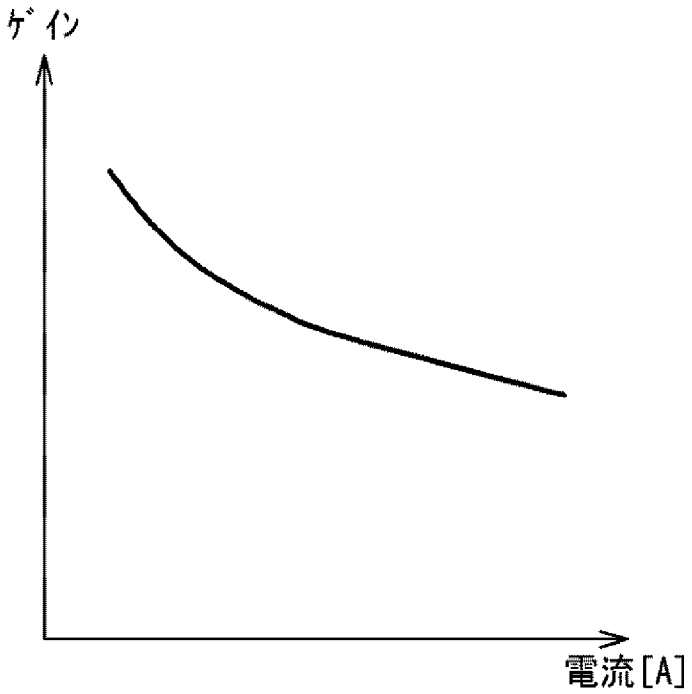


[図10]

図１０



[図11]
図１１

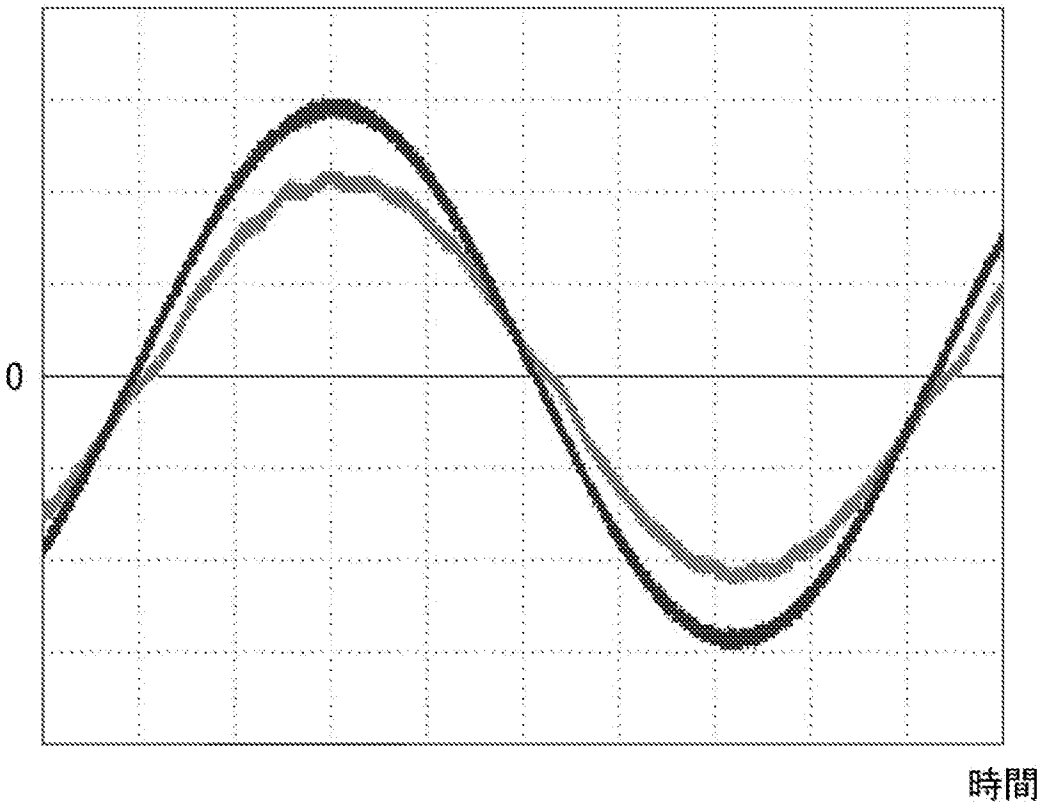


[図12]
図１２

位相 [rad]	0	・・・	$\frac{\pi}{2}$	・・・	π	・・・	$\frac{3}{2}\pi$	・・・	2π
比例係数	10	↘	6.5	↗	10	↘	6.5	↗	10

[図13]

図１３



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2017/021713

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H02M7/48(2007.01)i, *H02M3/155*(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H02M7/48, H02M3/155

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2017
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2017 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2017

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 Y A	JP 2016-10258 A (Nippon Soken, Inc.), 18 January 2016 (18.01.2016), paragraphs [0040] to [0049], [0058]; fig. 7 to 10 (Family: none)	1,3-5,7 6 2,8
Y	WO 2016/139990 A1 (Sumitomo Electric Industries, Ltd.), 09 September 2016 (09.09.2016), paragraphs [0017] to [0030]; fig. 1 to 3 & JP 2016-163531 A	6
A	JP 2005-210862 A (Toyota Industries Corp.), 04 August 2005 (04.08.2005), paragraphs [0002] to [0003] (Family: none)	1-8

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed
"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
04 July 2017 (04.07.17)	11 July 2017 (11.07.17)
Name and mailing address of the ISA/ Japan Patent Office 3-4-3,Kasumigaseki,Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915,Japan	Authorized officer Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2017/021713

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 48-72627 A (Siemens AG.), 01 October 1973 (01.10.1973), & DE 2164510 A	1-8

国際調査報告

国際出願番号　ＰＣＴ／ＪＰ２０１７／０２１７１３

Ａ．　発明の属する分野の分類（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H02M7/48(2007.01)i, H02M3/155(2006.01)i

Ｂ．　調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H02M7/48, H02M3/155

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	１９７１－２０１７年
日本国実用新案登録公報	１９９６－２０１７年
日本国登録実用新案公報	１９９４－２０１７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 Y A	JP 2016-10258 A (株式会社日本自動車部品総合研究所) 2016.01.18, ［００４０］－［００４９］, ［００５８］, 図７－１０ (ファミリーなし)	１，３－５，７ ６ ２，８
Y	WO 2016/139990 A1 (住友電気工業株式会社) 2016.09.09, ［００１７］－［００３０］, 図１－３ & JP 2016-163531 A	６
A	JP 2005-210862 A (株式会社豊田自動織機) 2005.08.04, ［０００２］－［０００３］（ファミリーなし）	１－８

☑ Ｃ欄の続きにも文献が列挙されている。　☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

＊　引用文献のカテゴリー
「Ａ」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「Ｅ」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「Ｌ」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
「Ｏ」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「Ｐ」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日の後に公表された文献
「Ｔ」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「Ｘ」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Ｙ」特に関連のある文献であって、当該文献と他の１以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「＆」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日 ０４．０７．２０１７	国際調査報告の発送日 １１．０７．２０１７
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁（ＩＳＡ／ＪＰ） 郵便番号１００－８９１５ 東京都千代田区霞が関三丁目４番３号	特許庁審査官（権限のある職員）　５Ｇ　３９８７ 栗栖　正和 電話番号　０３－３５８１－１１０１　内線　３５２６

Ｃ（続き）．　関連すると認められる文献

引用文献のカテゴリー＊	引用文献名　及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する請求項の番号
Ａ	JP 48-72627 A（シーメンス・アクチエンゲゼルシヤフト）1973.10.01, & DE 2164510 A	１－８