

(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8月16日(16.08.2018)



(10) 国際公開番号

WO 2018/146840 A1

(51) 国際特許分類:
H02M 3/28 (2006.01) H02M 3/155 (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2017/030267

(22) 国際出願日: 2017年8月24日(24.08.2017)

(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 2017-020057 2017年2月7日(07.02.2017) JP

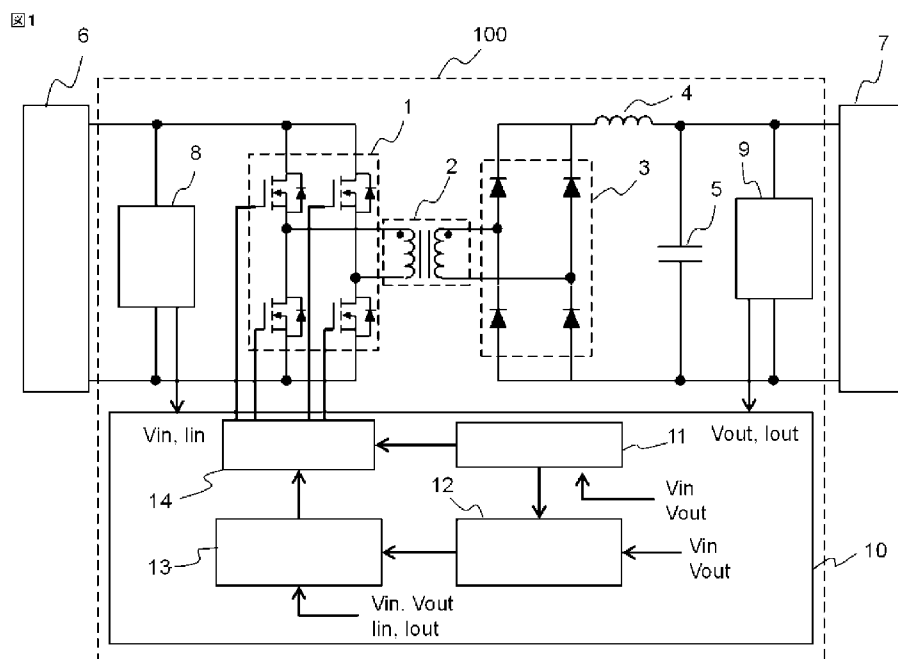
(71) 出願人: 三菱電機株式会社(MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 Tokyo (JP).

(72) 発明者: 豊田 基(TOYODA Hajime); 〒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 Tokyo (JP). ▲高▼原 貴昭(TAKAHARA Takaaki); 〒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 Tokyo (JP). 近藤 亮太(KONDO Ryota); 〒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 Tokyo (JP). 岩薙 寛康(IWABUKI Hiroyasu); 〒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 Tokyo (JP).

(74) 代理人: 大岩 増雄, 外 (OIWA Masuo et al.); 〒6610033 兵庫県尼崎市南武庫之荘3丁目35番8号 Hyogo (JP).

(54) Title: POWER CONVERSION DEVICE

(54) 発明の名称: 電力変換装置



(57) Abstract: The present invention is provided with: an input-side detector 8 for detecting direct current input parameters input to an inverter 1; an output-side detector 9 for detecting direct current output parameters output from a power conversion device; a duty calculator 11 for calculating duties of switching elements of the inverter 1; a frequency search range calculator 12 that uses at least one parameter among the input parameters, the output parameters, and the duties to determine the respective upper and lower limits of a frequency range for searching to determine drive frequencies of the



(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, 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))

switching elements after an operation status change; and a frequency search processor 13 for searching for and determining the drive frequencies within the determined frequency range.

(57) 要約: インバータ 1 に入力される直流の入力パラメータを検出する入力側検出器 8 と、電力変換装置から出力される直流の出力パラメータを検出する出力側検出器 9 と、インバータ 1 のスイッチング素子のデューティを演算するデューティ演算器 11 と、動作状態変化後におけるスイッチング素子の駆動周波数を決定するために探索する周波数範囲の上限値および下限値のそれぞれを、入力パラメータ、出力パラメータ、デューティのうち、少なくとも一つのパラメータを用いて決定する周波数探索範囲演算器 12 と、決定された周波数範囲内で、駆動周波数を探索して決定する周波数探索処理器 13 とを備えるようにした。

明 細 書

発明の名称：電力変換装置

技術分野

[0001] この発明は、半導体素子と磁性部品とで構成され、入力した直流電力を一旦交流電力に変換し、再び直流電力に変換する電力変換装置に関するものである。

背景技術

[0002] 幅広い入出力電圧で動作する電力変換装置において、回路損失の低減による装置の小型化が要求されている。一般に、電力変換装置は半導体素子とトランスあるいはリアクトルのような磁性部品を含んでおり、主に半導体素子のスイッチング損失と磁性部品の銅損及び鉄損の大きさは、電力変換装置の駆動周波数に依存する。電力変換装置の損失を低減するための手段として、駆動周波数を電力変換装置の動作条件に応じて可変させる手法が考えられている。

[0003] 例えば、複数の半導体素子で構成されたインバータと絶縁トランスとで構成された電力変換装置において、検出した出力量に基づき、予め用意された、出力量と駆動周波数との関係を示したテーブルデータの中から電力変換装置の損失が最小となる周波数を選択する手法が提案されている（特許文献1参照）。

[0004] また、フルブリッジインバータと絶縁トランス、及び整流回路によって構成されるDC-DCコンバータにおいて、動作条件が変更される毎に、DC-DCコンバータの駆動周波数を、DC-DCコンバータが動作可能な範囲内の下限から上限まで一通り可変し、DC-DCコンバータの全体損失あるいは電力変換効率と駆動周波数との関係を逐次構築する。その関係を示す曲線から2つ以上の変曲点を探索し、2つ以上の変曲点のうち、最も損失が小さい点、もしくは最も電力変換効率が大きい点の駆動周波数で駆動する手法が提案されている（特許文献2参照）。

先行技術文献

特許文献

[0005] 特許文献1：国際公開第2014／049779号

特許文献2：特開2007－20379号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0006] しかしながら、特許文献1に示されている手法では、電力変換装置の出力量に基づいて、過去に構築したテーブルデータの中から駆動周波数を選定することとなり、電力変換装置の周囲環境の変化や経年劣化による状態の変化で、損失が悪化する課題がある。

[0007] また、特許文献2に示されている手法では、DC－DCコンバータの動作条件の変化に応じて、駆動周波数をDC－DCコンバータが動作可能な範囲内の下限から上限まで一通り変化させなければならない。このため、駆動周波数決定に至るまでの演算量が多く、バッテリーが負荷となるような時々刻々と出力電圧が変化する場合において、駆動周波数の決定が追いつかない課題がある。さらに、動作条件毎の駆動周波数を記憶させる手段を設けているが、その場合あらゆる動作条件における駆動周波数を記憶する必要がある、制御器に膨大なデータ容量が必要になる課題がある。また、電動車両等に搭載される場合では、動作環境が多岐にわたるため、事前検証に長時間を要する必要がある。

[0008] この発明は上記の課題を解決するためになされたものであり、電力変換効率が高くなる駆動周波数を、より少ない演算量で決定できる電力変換装置を提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0009] この発明に関わる電力変換装置は、スイッチング素子をオン・オフ制御することにより直流をスイッチング素子の駆動周波数の交流に変換するインバータと、このインバータにより変換された交流を直流に変換する整流回路と

、コイルを有する磁性部品とを備えた電力変換装置であって、当該電力変換装置の動作状態が変化したとき駆動周波数を変化させる電力変換装置において、インバータに入力される直流の入力パラメータを検出する入力側検出器と、当該電力変換装置から出力される直流の出力パラメータを検出する出力側検出器と、スイッチング素子のオン時間の割合であるデューティを演算するデューティ演算器と、動作状態の変化後における駆動周波数を決定するために探索する周波数範囲の上限値および下限値のそれぞれを、入力側検出器で検出された入力パラメータ、出力側検出器で検出された出力パラメータ、デューティ演算器で求めたパラメータであるデューティのうち、少なくとも一つのパラメータを用いて決定する周波数探索範囲演算器と、周波数探索範囲演算器において決定された周波数範囲内で、動作状態の変化後における駆動周波数を探索して決定する周波数探索処理器とを備えたものである。

発明の効果

[0010] この発明によれば、少ない演算量により、高い電力変換効率で動作することができる電力変換装置を提供できる。

図面の簡単な説明

[0011] [図1]この発明の実施の形態1による電力変換装置の構成を示すブロック図である。

[図2]この発明の実施の形態1による電力変換装置の周波数探索範囲演算器の制御ブロックを示す図である。

[図3]この発明の実施の形態1による電力変換装置の別の周波数探索範囲演算器の制御ブロックを示す図である。

[図4]この発明の実施の形態1による電力変換装置を構成する磁性部品および半導体素子の損失と駆動周波数の関係を示す図である。

[図5]この発明の実施の形態1による電力変換装置の電力変換効率と駆動周波数の関係を説明するための図である。

[図6]この発明の実施の形態1による電力変換装置における駆動周波数の決定手法を説明するための図である。

[図7]この発明の実施の形態1による電力変換装置の周波数探索処理器の処理工程を示すフローチャートである。

[図8]この発明の実施の形態1による電力変換装置の周波数探索処理器の別の処理工程を示すフローチャートである。

[図9]この発明の実施の形態1による電力変換装置の動作を説明する図である。

[図10]この発明の実施の形態1による電力変換装置の周波数探索処理器の別の処理工程を示すフローチャートである。

[図11]この発明の実施の形態1による電力変換装置の別の動作を説明する図である。

[図12]この発明の実施の形態1による電力変換装置における負荷条件の変更に伴う動作を説明するための図である。

[図13]この発明の実施の形態1による別の電力変換装置の構成を示す回路図である。

[図14]この発明の実施の形態1によるさらに別の電力変換装置の構成を示す回路図である。

[図15]この発明の実施の形態2による電力変換装置の構成を示す回路図である。

[図16]この発明の実施の形態3による電力変換装置の構成を示す回路図である。

[図17]この発明の実施の形態3による電力変換装置の周波数探索処理器の処理工程を示すフローチャートである。

[図18]この発明の実施の形態4による電力変換装置の動作を説明するための線図である。

[図19]この発明の実施の形態5による電力変換装置の動作を説明するための線図である。

[図20]この発明の実施の形態5による電力変換装置の周波数探索範囲演算器の制御ブロックを示す図である。

[図21]この発明の実施の形態5による電力変換装置の別の周波数探索範囲演算器の制御ブロックを示す図である。

[図22]この発明の電力変換装置の制御器のハードウェア構成の一例を示すブロック図である。

発明を実施するための形態

[0012] 実施の形態1.

以下、この発明の実施の形態1による電力変換装置を図に基づいて説明する。図1は、この発明の実施の形態1による電力変換装置の構成を示すブロック図である。電力変換装置100は、複数のスイッチング素子で構成されるインバータ1と、トランス2と、複数のダイオードで構成される整流回路3と、平滑リアクトル4と平滑コンデンサ5の出力フィルタで構成される。インバータ1は、制御器10により制御される。図1の電力変換装置100は、いわゆるDC/DCコンバータを構成している。

[0013] インバータ1は、直流電源6の直流電圧を交流電圧に変換し、トランス2に入力する。ここで、インバータ1は4つのスイッチング素子で構成され、上側アームと下側アームのスイッチング素子を直列接続したレグが2つ並列接続された回路からなる。インバータ1の上側アームの端部と下側アームの端部が、それぞれ入力端子のプラス側および入力端子のマイナス側となっており、これらの入力端子間に直流電源6の出力電圧が印加されている。また、右レグの上側アームと下側アームとの接続点、および左レグの上側アームと下側アームとの接続点が、それぞれインバータ1の出力端子となっており、インバータ1の出力端子間の電圧がトランス2の一次側コイルに印加される。なお、インバータ1に用いられるスイッチング素子として、帰還ダイオードが逆並列に接続されたIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) や、ソース・ドレイン間にダイオードが接続されたMOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) などを用いることが好ましい。また、帰還ダイオードはIGBTやMOSFETに内蔵されたダイオードを用いても良く、外付けに別途ダイオードを設けても良い。

[0014] トランス 2 は、1 次側に入力された交流電圧を、電氣的に絶縁するとともに 2 次側で昇圧または降圧された交流電圧に変圧して整流回路 3 に出力する。整流回路 3 は、トランス 2 から入力される交流電圧を整流する。ここで、整流回路 3 は 4 つのダイオード素子で構成され、上側アームと下側アームのダイオード素子を直列接続したレグを 2 つ並列接続した回路からなる。整流回路 3 の右レグの上側アームと下側アームとの接続点、および左レグの上側アームと下側アームとの接続点が、それぞれトランス 2 の二次側コイルからの入力端子となる。また、整流回路 3 の上側アームの端部と下側アームの端部が、それぞれ出力端子のプラス側および出力端子のマイナス側となっている。出力端子のプラス側の先に平滑リアクトル 4 が接続され、出力端子のマイナス側と平滑リアクトル 4 の他端との間に平滑コンデンサ 5 が接続されている。なお、出力端子のマイナス側の先に平滑リアクトル 4 が接続され、出力端子のプラス側と平滑リアクトル 4 の他端との間に平滑コンデンサ 5 が接続されても良い。平滑リアクトル 4 と平滑コンデンサ 5 は、整流回路 3 から入力される電圧の交流成分を除去し、負荷 7 に直流電力を供給する。

[0015] 直流電源 6 は、直流電力をインバータ 1 に供給するものであり、直流電力を供給できればどのようなものでもよく、例えば、太陽電池、2 次電池などがある。また、AC/DC コンバータのような直流電力を出力する電力変換器であってもよい。負荷 7 は、電力変換装置 100 から直流電力を供給される抵抗負荷、またはバッテリー負荷のようなものである。

[0016] 入力側検出器 8 は、インバータ 1 の入力側に印加する電圧とインバータ 1 の入力側に流入する電流を測定するための検出器であり、検出した直流電圧・直流電流を制御器 10 に検出信号として出力する。なお、入力側検出器 8 は、制御の方法、あるいは制御の条件により、直流電圧のみを検出、あるいは直流電流のみを検出する検出器であっても良い場合がある。すなわち、入力側検出器 8 はインバータ 1 に入力される直流の電流、電圧のうち必要な入力パラメータを検出する検出器である。出力側検出器 9 は、負荷 7 の印加電圧と負荷 7 に流入する電流を測定するための検出器であり、検出した直流電

圧・直流電流を制御器 10 に検出信号として出力する。出力側検出器 9 も、制御の方法、あるいは制御の条件により、直流電圧のみを検出、あるいは直流電流のみを検出する検出器であっても良い場合がある。すなわち、出力側検出器 9 は電力変換装置 100 から出力される直流の電流、電圧のうち必要な出力パラメータを検出する検出器である。

[0017] 制御器 10 は、デューティ演算器 11 と、周波数探索範囲演算器 12 と、周波数探索処理器 13 と、ゲート信号生成器 14 とを備えており、入力側検出器 8 及び出力側検出器 9 の検出信号を用いてインバータ 1 のスイッチング素子を駆動するためのゲート信号を出力する。デューティ演算器 11 は、出力側検出器 9 の検出信号に基づいて、負荷 7 の条件に応じた出力電圧、もしくは出力電流どちらか一方の指令値を演算し、演算された指令値に追従するようにインバータ 1 のスイッチング素子のゲート信号を生成するためのデューティを演算して、ゲート信号生成器 14 に出力する。

[0018] ゲート信号生成器 14 は、周波数探索処理器 13 から入力された駆動周波数に対応する搬送波を生成し、デューティ演算器 11 から入力されたデューティ信号を用いて PWM (Pulse Width Modulation) 制御を行い、インバータ 1 の各スイッチング素子を駆動するためのゲート信号を生成し、各スイッチング素子のゲートに向けてゲート信号を出力する。

[0019] 制御器 10 は、負荷 7 の状態が変化したとき、すなわち電力変換装置 100 の動作状態が変化したとき、電力変換効率が最大となる周波数に駆動周波数を変化させて電力変換装置 100 を動作させるよう構成している。このため、周波数探索処理器 13 において駆動周波数の探索を行う。電力変換装置 100 の動作状態が変化したとき、周波数探索範囲演算器 12 が、周波数を変化させる前の電力変換装置 100 の入力パラメータ、出力パラメータ、スイッチング素子のデューティなど、少なくとも一つのパラメータを用いて、探索する駆動周波数の下限値および上限値のそれぞれを演算して決定する。決定した下限値と上限値の範囲の周波数で、周波数探索処理器 13 において、電力変換装置 100 の動作状態の変化後における駆動周波数を探索する。

探索後、探索により決定した駆動周波数で電力変換装置 100 を動作させる。
。

[0020] なお、制御器 10 は、具体的には、図 22 に示すように、CPU (Central Processing Unit) 等の演算処理装置 101、演算処理装置 101 とデータをやり取りする記憶装置 102、演算処理装置 101 と外部の間で信号を入出力する入出力インターフェース 103 などを備えている。演算処理装置 101 として ASIC (Application Specific Integrated Circuit)、IC (Integrated Circuit)、DSP (Digital Signal Processor)、FPGA (Field Programmable Gate Array)、および各種の信号処理回路等が備えられても良い。また、演算処理装置 101 として、同じ種類のもの、または異なる種類のものが複数備えられ、各処理が分担して実行されてもよい。記憶装置 102 として、演算処理装置 101 からデータを読み出しおよび書き込みが可能に構成された RAM (Random Access Memory)、演算処理装置 101 からデータを読み出し可能に構成された ROM (Read Only Memory) 等が備えられている。入出力インターフェース 103 は、例えば、入力側検出器 8 や出力側検出器 9 から出力される信号を演算処理装置 101 に入力する A/D 変換器、インバータ 1 に信号を出力するための駆動回路などから構成される。

[0021] そして、制御器 10 が備える、デューティ演算器 11、周波数探索範囲演算器 12、周波数探索処理器 13、ゲート信号生成器 14 の各機能は、演算処理装置 101 が ROM 等の記憶装置 102 に記憶されたソフトウェア（プログラム）を実行し、記憶装置 102、入出力インターフェース 103 などの他のハードウェアと協働することにより実現される。

[0022] 次に、本実施の形態 1 による電力変換装置 100 の動作を詳細に説明する。電力変換装置 100 は、直流電源 6 から入力される直流電力を絶縁しながら昇圧または降圧して、負荷 7 に直流電力を供給する。電力変換装置 100 内において、インバータ 1 では制御器 10 から入力されるゲート信号に基づきスイッチング素子をオン・オフ制御して、直流電圧を交流電圧に変換する

。その後、トランス 2 で電氣的に絶縁しながら、1 次側に入力された交流電圧を 2 次側で昇圧または降圧し、整流回路 3 で直流電圧へと整流する。整流後、平滑リアクトル 4 と平滑コンデンサ 5 で、交流成分を除去し、負荷 7 に直流電力を供給する。

[0023] インバータ 1 のスイッチング素子を駆動するためのゲート信号は、制御器 10 内のゲート信号生成器 14 において、デューティ信号と搬送波の比較によって生成される。また、デューティ信号は、デューティ演算器 11 において出力側検出器 9 の検出信号を用いて、負荷 7 の条件に応じた出力電圧、もしくは出力電流どちらか一方の指令値に追従するように演算される。また、搬送波は、周波数探索処理器 13 において入力側検出器 8 及び出力側検出器 9 の検出信号を用いて、周波数探索範囲演算器 12 で決定した周波数探索範囲内において、電力変換装置 100 の電力変換効率が最大となる駆動周波数を探索して求める。

[0024] ここで、周波数探索範囲演算器 12 における周波数探索範囲の決定方法を説明する。図 2 に、周波数探索範囲演算器 12 の制御ブロックの一例を示す。図 2 において、下限値演算器 20 は、電力変換装置 100 内の磁性部品の磁束密度が所定の値となる周波数を演算する。ここでは、対象とする磁性部品をトランス 2 として説明する。上限値演算器 21 は、電力変換装置 100 の入力電流値または出力電流値の高調波成分が所定の値となる周波数を演算する。

[0025] 周波数探索範囲演算器 12 では、入力側検出器 8 及び出力側検出器 9 の検出信号と、デューティ演算器 11 で演算されたデューティ信号を用いて、周波数探索範囲の下限値と上限値を決定する。図 2 に示す周波数探索範囲演算器 12 では、下限値をトランス 2 の磁束密度が、飽和磁束密度を超えない範囲で決定した値、すなわち磁束密度がその値を超えると、磁気飽和など不都合が生じる限界値となる周波数を演算により求める。下限値以上の周波数では、磁束密度が飽和磁束密度よりも小さくなるので、設計した動作が可能である。よってこの周波数を下限値として設定する。演算は、下限値演算器 2

0で下記の式(1)にしたがって、電力変換装置100の入力電圧値とデューティ演算器11で演算されたデューティ信号を用いて行う。式(1)で、 V_{in} は電力変換装置100の入力電圧値、 D_{on} はデューティ信号、 N はトランス2の巻数、 A_e はトランス2の断面積、 ΔB はトランス2の磁束密度である。なお、ここでは磁束密度を設定する対象をトランス2としたが、電力変換装置100に含まれる磁性部品のうち、磁束密度が飽和する可能性がより高い磁性部品を対象とするのが良い。もし、平滑リアクトル4がトランス2よりも磁気飽和を起こす可能性が高い場合は、平滑リアクトル4を対象として下限値を求めるのが好ましい。

$$f_{min}=1/2*(V_{in}*D_{on})/(N*A_e*\Delta B) \dots\dots\dots (1)$$

[0026] また、上限値を、電力変換装置100の入力電流値と出力電流値の高調波成分が、予め定めた値となる周波数として演算して求める。電力変換装置100の入力電流値と出力電流値の高調波成分を求めるとき、高調波次数を n とすると、 n は $n=2$ から適当な正の整数の範囲までとして高調波成分を求めればよい。また、高調波成分が大きくなる次数が予め予測できる場合は、 n をその次数として n 次高調波成分により周波数の上限値を決定すればよい。演算は、上限値演算器21で電力変換装置100の入力電流波形と出力電流波形を用いて、フーリエ級数展開及びフーリエ変換により高調波成分の導出を行う。上述の予め定めた値としては、例えば高周波規格IEC61000-3-2で定められている高調波次数を、周波数に換算し直し、IEC61000-3-2で定められている高調波最大許容電流値を参考に、例えば m 次高調波の周波数から $(m+1)$ 次高調波の周波数までの間の周波数帯における高調波最大許容電流値を m 次高調波における高調波最大許容電流値と $(m+1)$ 次高調波における高調波最大許容電流値を結ぶ直線上の値として決定することが考えられる。駆動周波数を変化させても、負荷には同じ電力、あるいは同じ電流を供給しなければならないから、全電流値は大きく変化しないため、駆動周波数を変化させても全電流値は変化しないと仮定する。さらに、全電流値に対する高調波成分の割合も、導出した高調波成分と同じ

割合であると仮定すれば、高調波成分が、許容電流値となる最も高い駆動周波数を演算により求めることができる。IEC 61000-3-2では、高調波の次数が高くなるほど、すなわち高調波の周波数が高くなるほど許容電流値が低く設定されているため、以上のようにして駆動周波数の上限を求めることができる。以上では高周波規格IEC 61000-3-2を参考にして、各周波数帯毎に高調波成分の最大許容電流値を設定して駆動周波数の上限を求めるようにしたが、これに限らず、周波数に対して、あるいは周波数帯毎に、高調波成分の許容値を設定することにより駆動周波数の上限を求めることができる。求めた上限値以下の周波数であれば、その駆動周波数で駆動したときの高調波の周波数は、上限値の周波数で駆動したときの同じ次数の高調波の周波数以下となるため、電力変換装置の動作が許容される。なお、入力電流、あるいは出力電流のいずれにおいて高調波成分が大きくなるか予測がつく場合は、入力電流および出力電流の両方で高調波成分を求める必要は無く、いずれか一方のみで良い。

[0027] 以上のようにして、周波数探索範囲演算器12で、電力変換装置100の動作状態が変化したときの電力変換装置100の動作パラメータに基づいて上限値・下限値を演算することで、周波数探索処理器13で探索する周波数範囲を負荷7の状態に応じて可変とすることができる。

[0028] 周波数探索範囲演算器12での演算は、図3の制御ブロック図を用いても良い。図3において、周波数探索範囲演算器12に入力される信号は、図2の場合と同様である。下限値演算器22は、電力変換装置100の出力電流値のリプル幅が予め定めた値となる周波数を演算により求める。上限値演算器23は、ゲート信号のオフ時間が予め定めた値となる周波数を演算により求める。

[0029] ここでは、下限値を電力変換装置100の出力電流値のリプル幅 ΔI_{pp} が、負荷7の仕様を満たす範囲で、予め定めた値となる周波数として演算により求める。演算は、下限値演算器22において、下記の式(2)に基づき電力変換装置100の入力電圧値及び出力電圧値及びデューティ演算器11で演

算されたデューティ信号を用いて行う。式（２）で解るように、周波数が高くなると出力電流値のリプル幅 ΔI_{pp} が小さくなる。よって、 ΔI_{pp} が予め定めた値となる周波数を下限値として設定すれば、それ以上の周波数では ΔI_{pp} が予め定めた値以下となる。ここで、式（２）内の V_{in} は電力変換装置１００の入力電圧値、 V_{out} は電力変換装置１００の出力電圧値、 N は平滑リアクトル４の巻数、 Don はデューティ信号、 L は平滑リアクトル４のインダクタンス値、 f は半導体素子の駆動周波数である。

$$\Delta I_{pp} = 1/2 * (V_{in} * N - V_{out}) * Don / L / f \quad \dots \dots \dots (2)$$

[0030] また、上限値を、ゲート信号のオフ時間がデッドタイム以上の予め定めた値となる周波数として演算して求める。演算は、上限値演算器２３で下記の式（３）を満たす範囲で、デューティ演算器１１で演算されるデューティ信号を用いて行う。ここで、式（３）内の t_d はデッドタイムである。デッドタイムとは、フルブリッジ構成あるいはハーフブリッジ構成のような、上側アームと下側アームにそれぞれスイッチング素子を有するインバータにおいて、それぞれのスイッチング素子を交互にオン・オフするとき、両方のスイッチング素子が同時にオンしないように設定される時間であり、スイッチング素子の仕様などで決定される。 T_{off} はゲート信号のオフ時間であり、デューティ信号 Don とスイッチング素子の駆動周波数 f で表される。

$$T_{off} = (1 - Don) / 2f > t_d \quad \dots \dots \dots (3)$$

[0031] 図３に示す制御ブロックを用いても、図２と同様に周波数探索処理器１３で探索する周波数範囲を負荷７の状態に応じて可変とすることができる。また、周波数探索範囲の上限、下限を決定する方法の組み合わせとして、図２の下限値演算器２０と図３の上限値演算器２３を組み合わせても良く、図２の上限値演算器２１と図３の下限値演算器２２を組み合わせても良い。また、図２の下限値演算器２０と図３の下限値演算器２２とを備えておき、下限値として、図２の下限値演算器２０により求めた下限値と図３の下限値演算器２２により求めた下限値の大きい方、すなわち高い周波数を採用するようにしてもよい。同様に、図２の上限値演算器２１と図３の上限値演算器２３

とを備えておき、上限値として、図2の上限値演算器21により求めた上限値と図3の上限値演算器23により求めた上限値の小さい方、すなわち低い周波数を採用するようにしてもよい。

[0032] 図4Aおよび図4Bに、駆動周波数に依存する各部品の損失の特性概略図を示す。駆動周波数に依存する損失は、スイッチング素子のスイッチング損失と、磁性部品の銅損及び鉄損になる。同じ動作条件で比較すると、図4Bに示すように、スイッチング損失と銅損は駆動周波数の上昇に伴い増加し、図4Aに示すように、鉄損は駆動周波数の上昇に伴い減少する傾向がある。また、負荷7の状態に応じて電力変換装置100の出力電圧値もしくは、出力電流値が変化するため、電力変換装置100の損失もそれに応じて変化する。例として、図5に同電力条件において電力変換装置100の出力電圧値が異なる場合の電力変換効率の駆動周波数変化特性を示す。出力電圧が高いほど、出力電流が低いため磁性部品の銅損が増加しにくくなり、また鉄損が小さいため、図4Aおよび図4Bに示す関係から、駆動周波数が高い領域で電力変換効率が最大となる傾向にある。

[0033] 周波数探索範囲演算器12で、上記の演算を行うことにより電力変換装置100の出力条件に応じて損失変化の傾向に沿うように探索範囲の限定を行うことができるため、実施の形態1による電力変換装置は、少ない演算量で高い電力変換効率となる駆動周波数を決定することができる。

[0034] また、本実施の形態1のようにスイッチング素子が複数あり、さらに磁性部品において巻線での損失がコアでの損失よりも支配的となる場合、一般的に駆動周波数が低いほどスイッチング素子のスイッチング損失及び磁性部品の銅損が小さくなるため、電力変換装置100は低損失となる。この場合、下限値演算器20または、下限値演算器22で設定した下限値の周波数を、周波数探索処理器13において決定する駆動周波数とする。例えば、下限値演算器20において、磁性部品の磁束密度を飽和磁束密度手前に設定し、周波数探索処理器13で駆動周波数を下限値の周波数に制御することで、どの負荷状態においても磁束密度が、飽和磁束密度の手前の磁束密度となる。よ

って、図6の上段の線図に示す低出力電圧条件、および図6の下段の線図に示す高出力電圧条件のように、負荷7が変化しても、下限値として設定された駆動周波数で動作させることで、磁性部品の磁束密度が飽和磁束密度以下となる範囲における最も高い電力変換効率点で動作することが可能となる。

[0035] なお、上記の条件を満たす電力変換装置ではない場合においては、図5に示す曲線と近い傾向になるものの、最低周波数での駆動が必ずしも最高効率動作となるとは限らない。高い電力変換効率点で電力変換装置100を動作させるためには、周波数探索処理器13で駆動周波数の探索を行うことが望ましい。

[0036] 次に、探索を行う場合の周波数探索処理器13の動作を、図7に示すフローチャートを用いて説明する。まず、ステップS1で、周波数を周波数探索範囲演算器12で決定した下限値に設定する。ステップS2で、入力側検出器8と出力側検出器9から電力変換装置100の入力電圧 V_{in} と入力電流 I_{in} と出力電圧 V_{out} と電流 I_{out} を検出する。ステップS3で、入力電力 $P_{in}=V_{in} \times I_{in}$ と、出力電力 $P_{out}=V_{out} \times I_{out}$ を算出し、それを用いて電力変換効率 P_{out}/P_{in} を算出する。ステップS4で、ステップS3で算出した電力変換効率 P_{out}/P_{in} を制御器10内に記録する。ステップS5で、駆動周波数が周波数探索範囲演算器12で決定した上限値以上であるかどうかを判定し、ステップS6で、上限値以上でなければ、駆動周波数を周波数変化量 Δf だけ上限値側へ変化させる。ステップS2から上記の動作を繰り返し行い、上限値以上であればステップS7へ移行する。ステップS7で、周波数探索範囲演算器12で決定した範囲内において最大電力変換効率点の周波数を判定し、周波数探索処理器13の出力とする。なお、周波数変化量 Δf は、下限値から上限値の周波数範囲を基準として、例えばその周波数範囲の $1/10$ あるいは $1/100$ などとして設定する、あるいは固定値として適切な周波数変化量として予め設定する、など、種々の設定方法が考えられる。

[0037] ここで、最大電力変換効率点というのは、同時に電力変換装置100の最小損失点であるため、図7に示すフローチャートのステップS3とS4の工

程を、図8のステップS30、S40、S50のように、合計損失を算出して記録するようにし、ステップS70において、電力変換装置100の損失が最小となる周波数を判定し、周波数探索処理器13の出力としても良い。

[0038] 図8に示す周波数探索処理器13のフローチャートについて、詳細を説明する。まず、電力変換装置100の損失について説明する。本実施の形態1では、インバータ1と整流回路3を構成している半導体素子の損失とトランス2と平滑リアクトル4の磁性部品の損失、電力変換装置入出力部にあるフィルタの損失、配線パターンの損失が主にある。半導体素子の損失には、スイッチング損失と導通損失があり、磁性部品の損失には、鉄損と銅損がある。これら損失において、駆動周波数に依存して損失が変化するものに半導体素子のスイッチング損失と磁性部品の鉄損と銅損がある。

[0039] 一般的に、スイッチング損失 P_{sw} は下記の式(4)で示される。式(4)内の V はスイッチング素子の印加電圧、 I_{avg} はスイッチング素子の通流電流の平均値、 t_{on} はスイッチング素子のターンオン時間、 t_{off} はスイッチング素子のターンオフ時間、 f はスイッチング素子の駆動周波数である。また、鉄損 P_{core} は下記の式(5)で示される。式(5)内の V_{core} は磁性部品の印加電圧、 N は磁性部品の巻数、 A_e は磁性部品の実効断面積、 T は磁性部品の電圧印加時間である。ここで、電圧印加時間 T は、 $T=1/f$ で表される。また、銅損 P_{cu} は下記の式(6)で示される。高調波の各次数において、損失を算出し、合算したものが銅損となる。式(6)内の I_{cu} は磁性部品の巻線を通流する電流の実効値、 R_{cu} は磁性部品の巻線抵抗値である。ここで、 R_{cu} の大きさは駆動周波数に依存し、回路の駆動周波数が高くなるほど大きくなっていく傾向がある。

$$P_{sw}=1/2*V*I_{avg}*(t_{on}+t_{off})*f \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$P_{core}=(V_{core}*T)/(N*A_e) \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$P_{cu}=\sum (R_{cu}*I_{cu}^2) \quad \dots\dots\dots (6)$$

[0040] 上記の考えを踏まえて、図8のフローチャートを説明する。なお、図8のS30～S50、およびS70以外は図7と同様の工程であるため、説明は

割愛する。ステップS30で、式(4)からスイッチング素子のスイッチング損失を、式(5)から磁性部品の鉄損を、式(6)から磁性部品の銅損を算出する。各式において、電圧値及び電流値及び周波数に関する項以外は事前の設計段階で決定されるものであるため、それらの値の他に、入力側検出器8と出力側検出器9からの検出信号を用いて式(4)～(6)を演算する。ステップS40において、ステップS30で算出した各損失を合算し、駆動周波数に関連する全損失を算出する。ステップS50において、ステップS40で算出した全損失を制御器10内に記録する。ステップS70で、最小損失点の周波数を判定し、周波数探索処理器13の出力とする。

[0041] 図7もしくは図8に示すフローチャートのどちらか一方を経ることで、本発明の電力変換装置100は、図9Aおよび図9Bに示すように周波数探索範囲演算器12で決定した範囲内において最大電力変換効率(図9A)もしくは最小損失(図9B)となる駆動周波数でインバータ1のスイッチング素子を駆動することができる。図7及び図8に示した探索のやり方は、図9Aおよび図9Bに示すような、電力変換装置100の駆動周波数と電力変換効率もしくは装置損失との関係を表す曲線が3次曲線以上の場合に特に有効となる。

[0042] 次に、曲線が2次曲線の場合における周波数探索処理器13の動作を図10に示すフローチャートで説明する。電力変換装置100内の1つの部品損失が支配的になる場合、例えば、本実施の形態1でトランス2の損失が装置全体の損失において支配的な場合、曲線は2次曲線となる。2次曲線の場合、変曲点が1点のみとなるため、周波数探索範囲の下限から上限までのすべてで探索を行う必要がない。そのため、図10に示すような処理工程をとることができる。

[0043] ステップS10で、現在の駆動周波数を確認する。ステップS11で、駆動周波数が周波数探索範囲演算器12で決定した範囲内にあるか、あるいは下限値以下か、あるいは上限値以上かを判定し、下限値以下なら下限値から、上限値以上なら上限値から、下限値と上限値との範囲内なら現在の動作点

から探索を開始する。このステップを踏むことで、余分な探索範囲を排除して探索を行うことができる。このステップS 1 1では、入力側検出器 8 及び出力側検出器 9 から電力変換装置の入力電圧 V_{in} 、入力電流 I_{in} 、出力電圧 V_{out} 、電流 I_{out} を検出し、入力電力 $P_{in}=V_{in} \times I_{in}$ と、出力電力 $P_{out}=V_{out} \times I_{out}$ を算出し、それを用いて電力変換効率 P_{out}/P_{in} を算出しておく。

[0044] 次に、ステップS 1 2として、下限値を始点に動作を開始した場合は、駆動周波数を設定した周波数変化量 Δf だけ上げ、上限値を始点に動作を開始した場合は、駆動周波数を Δf だけ下げる。また、現在の動作点を始点に動作を開始した場合は、駆動周波数を上下に Δf 移動させた時に電力変換効率が高くなる方向へ周波数を Δf だけ変化させる。このステップS 1 2では、駆動周波数を変化させた後、電力変換効率を算出しておく。ステップS 1 2を実行後、ステップS 1 3で、算出した電力変換効率が、それより1つ前に算出した値よりも高いか低いかを判定する。高い場合には（ステップS 1 3 Y）ステップS 1 4に移行し、前回変化させた方向と同じ方向に Δf だけ周波数を変化させ、電力変換効率を算出する。 Δf だけ周波数を変化させて変化させる前よりも電力変換効率の下がるまで、ステップS 1 4とステップS 1 3を繰り返す。

[0045] ステップS 1 3における判定において、電力変換効率が1つ前の電力変換効率と同じか低くなった場合（ステップS 1 3 N）、ステップS 1 5に移行し、その前に変化させた方向とは逆方向に $\Delta f / 2$ だけ周波数を変化させ、電力変換効率を算出する。ステップS 1 6において、ステップS 1 5で算出した電力変換効率と、周波数を $\Delta f / 2$ だけ変化させる前の電力変換効率を比較し、電力変換効率が高い方の周波数を出力する。

[0046] 図10に示すフローチャートにおいても図7の処理工程を図8の処理工程に変更したように、電力変換装置100の電力変換効率を算出するのではなく、電力変換装置100の部品損失を算出し、最小損失点となる駆動周波数を探索しても良い。図11Aおよび図11Bに、図10に示すフローチャートにより、電力変換効率が最大点を探索する様子（図11A）、および、電

力変換効率を最大とする代わりに、最小損失点を探索する様子（図 1 1 B）、をイメージ的に示す。図 1 1 A および図 1 1 B に示すように、本発明の実施の形態 1 の電力変換装置 1 0 0 によれば、周波数探索範囲演算器 1 2 で決定した範囲内の最大電力変換効率もしくは最小損失となる駆動周波数でインバータ 1 のスイッチング素子を駆動することができる。

[0047] 実際の電力変換装置 1 0 0 の動作を考慮した場合、負荷 7 の状態は一様ではない。ここで、同電力条件において、負荷 7 へ印加される電力変換装置 1 0 0 の出力電圧が低電圧から高電圧へと変化した場合の本発明の動作を図 1 2 で説明する。図 1 2 では、電力変換装置 1 0 0 の駆動周波数と電力変換効率との関係を表す曲線が 2 次曲線の場合を例とする。

[0048] 図 1 2 の上段の線図に示すように、電力変換装置 1 0 0 が低出力電圧条件において最大電力変換効率点で動作している状態のときに、図 1 2 の下段の線図に示すような高出力電圧条件に負荷 7 が変化した場合を想定する。この場合、現状の動作点が周波数探索範囲演算器 1 2 で定めた高出力電圧条件時の下限値よりも低い周波数に位置しているので、制御器 1 0 が図 1 2 の下段の負荷条件を認識した時点で、探索開始点を高出力電圧条件時の下限値とする。その後、図 7、あるいは図 8、あるいは図 1 0 に示すフローチャートを経て、高出力電圧条件時の最大電力変換効率点へ達する。

[0049] 以上のように、低出力電圧条件において動作していた周波数から、高出力電圧条件における下限値の周波数の間は探索する必要が無い。したがって、本発明を適用することで、周波数探索範囲を限定しない場合に比べ、最大電力変換効率の探索に要する演算量を短縮することができ、すばやく高い電力変換効率点で動作できる。

[0050] なお、本発明の実施の形態 1 による電力変換装置の構成は、図 1 3 に示すようにトランス 2 の 2 次側巻線に中点を設け、整流回路 3 をセンタータップ方式の構成にも適用することが可能である。また、本発明の実施の形態 1 による電力変換装置のインバータの構成は、4 つのスイッチング素子で構成されるフルブリッジ構成ではなく、左右レグどちらか一方を用いて 2 つのスイ

スイッチング素子で構成されるハーフブリッジ構成でも適用することが可能である。あるいは、図 14 に示すようにインバータ 1 が 1 個のスイッチング素子で構成される一石型フォワードコンバータにおいても適用することが可能である。また、インバータ 1 内のスイッチング素子の制御方式は、PWM 制御だけでなく、その他の制御を用いても良い。ただし、図 14 に示すスイッチング素子が 1 個の場合、式 (3) によりデッドタイムを用いて上限値を決定する方法は採用できない。

[0051] 実施の形態 2.

以下、この発明の実施の形態 2 による電力変換装置を図に基づいて説明する。始めに、実施の形態 2 による電力変換装置である昇圧チョッパの回路構成を、図 15 を用いて説明する。なお、図 15 において、図 1 に示す構成と同じ機能を有する箇所には同じ符号を付している。

[0052] 図 15 において、電力変換装置 200 は、1 つのスイッチング素子で構成されるインバータ 1 と、1 つのダイオードで構成される整流回路 3 と、インダクタ 15 と、平滑コンデンサ 5 と、入力側検出器 8 と、出力側検出器 9 で構成される。インバータ 1 は、直流電源 6 の直流電圧を交流電圧に変換する。整流回路 3 は、インバータ 1 から出力される交流電圧を整流する。インダクタ 15 は、インバータ 1 が電力を送電していない間エネルギーを充電し、インバータ 1 が電力を送電している間蓄積したエネルギーを放電する。平滑コンデンサ 5 は、整流した電圧から交流成分を除去し、負荷 7 に直流電力を供給する。

[0053] 次に、実施の形態 2 の動作について説明する。電力変換装置 200 は、直流電源 6 から入力された直流電圧を昇圧して負荷 7 に供給する。インバータ 1 では制御器 10 で生成されたゲート信号に基づき、スイッチング素子をオン・オフ制御することで直流電源 6 の直流電圧を交流電圧に変換し、整流回路 3 で交流電圧を整流する。その際、インダクタ 15 で、インバータ 1 が電力を送電していない間エネルギーを充電し、インバータ 1 が電力を送電している間エネルギーを放電することで、昇圧した直流電圧を生成する。平滑コ

ンデンサ５において、直流電圧の交流成分を除去し、負荷７に直流電力を供給する。

[0054] 制御器１０の構成は、実施の形態１で説明した制御器１０の構成、動作と同様である。ただし、本実施の形態２では、インバータ１のスイッチング素子が１個であるため、スイッチング素子を駆動する制御器１０の出力は一つとなっている。インバータ１のスイッチング素子を駆動するゲート信号を生成する過程、特に駆動周波数を決定する過程は実施の形態１と同様であり、周波数探索範囲演算器１２により決定した周波数範囲内で、電力変換効率が最大、あるいは損失が最小となる周波数を探索して駆動周波数を決定する。ただし、スイッチング素子が１個であるため、式（３）によりデッドタイムを用いて上限値を決定する方法は採用できない。決定した駆動周波数のゲート信号によりスイッチング素子をオン・オフ制御する。

[0055] また、本発明の実施の形態２による電力変換装置の構成は、図１５の各素子を並び替えて接続し、直流電源６から供給される直流電圧よりも低い直流電圧を負荷７に供給することができる降圧チョッパの回路構成にも適用することが可能である。

[0056] 以上説明したように、本発明は、実施の形態１のような、装置内にトランスがある絶縁形の電力変換装置１００でも、実施の形態２のような、装置内にトランスが無く、非絶縁形で、磁性部品としてインダクタ１５のみの電力変換装置２００でも適用が可能である。

[0057] 実施の形態３．

以下、この発明の実施の形態３による電力変換装置を図に基づいて説明する。始めに、ＤＣ／ＤＣコンバータ前段にＡＣ／ＤＣコンバータが接続された実施の形態３の電力変換装置３００の回路構成を、図１６を用いて説明する。図１６において、電力変換装置３００は、交流電源１７から入力される交流電力を、直流電力に変換して負荷７に供給する。前段のＡＣ／ＤＣコンバータ１６は、交流電源１７の交流電力を高力率に制御しながら直流電力へと変換する機能を有する電力変換器である。交流電源１７は、交流電力を出

力するものであり、例えば100Vや200Vの系統システムである。平滑コンデンサ18は、AC/DCコンバータ16から出力される直流電力の交流成分を除去し、後段のDC/DCコンバータ19へ電力伝送を行う。

[0058] 後段のDC/DCコンバータ19は、実施の形態1で説明した電力変換装置100の構成をとり、入力された直流電圧を昇圧または降圧して負荷7に出力する。なお、DC/DCコンバータ19の回路構成に関しては実施の形態1と同様の構成をとるため、説明を省略する。また、DC/DCコンバータ19の回路構成は実施の形態2の回路構成をとっても良い。

[0059] 次に、本実施の形態の動作について説明する。電力変換装置300は、前段のAC/DCコンバータ16で交流電源17の交流電力を高力率に制御しながら直流電力へと変換し、平滑コンデンサ18で前段のAC/DCコンバータ16の出力直流電力を安定化させ、後段のDC/DCコンバータ19で直流電圧を昇圧または降圧して負荷7に直流電力を供給する。制御器10の構成は実施の形態1の図1に示した制御器10の構成と同様である。ただし、制御器10に、入力側第二検出器30の検出信号が入力される。制御器10の主な動作においては、周波数探索処理器13の動作以外は、実施の形態1と同様である。

[0060] 入力側第二検出器30の検出信号を用いて、制御器10が交流電源17から入力される交流電力 $P_{ac\ in}$ を一定に制御し、DC/DCコンバータ19から負荷7に出力される直流電圧が一定で制御されている場合を考える。このような用途として、負荷がバッテリーであり、電力変換装置からバッテリーに充電するような用途がある。この場合、負荷7に出力される直流電流の値に応じて、同じ変化率で電力変換効率が変動する。出力直流電流が高い程電力変換効率が高くなり、出力直流電流が低い程電力変換効率が低くなると考えられる。そのため、実施の形態3では、実施の形態1で示した図7及び図8及び図10のフローチャートの他に、図17に示すフローチャートで周波数探索処理器13の処理を行っても良い。

[0061] 図17に示すフローチャートについて説明する。なお、図17のステップ

S 1 0、ステップS 1 1は、図 1 0のフローチャートと同様の動作である。ただし、図 1 0では各動作点で電力変換効率を算出したが、図 1 7では、各動作点で出力電流値を検出し、出力電流値を比較する。ステップS 2 2において、駆動周波数を探索範囲内において周波数変化量 Δf だけ上下どちらか一方に変化させ、出力電流 I_{out} を検出する。ステップS 2 3において、検出した出力電流 I_{out} が、それより1つ前に検出した値よりも大きいか大きいかを判定する。大きい場合には（ステップS 2 3 Y）ステップS 2 4に移行し、前回変化させた方向と同じ方向に Δf だけ周波数を変化させ、出力電流を検出する。 Δf だけ周波数を変化させて変化させる前よりも出力電流が小さくなるまで、ステップS 2 4とステップS 2 3を繰り返す。

[0062] ステップS 2 3における判定において、出力電流が1つ前の出力電流と同じか小さくなった場合（ステップS 2 3 N）、ステップS 2 5に移行し、その前に変化させた方向とは逆方向に $\Delta f / 2$ だけ周波数を変化させ、出力電流を検出する。ステップS 2 6において、ステップS 2 5で検出した出力電流と、周波数を $\Delta f / 2$ だけ変化させる前の出力電流を比較し、出力電流が大きい方の周波数を出力する。本実施の形態3によれば、DC/DCコンバータ19が高い電力変換効率で動作することができるため、電力変換装置300全体としても高い電力変換効率で動作することができる。

[0063] なお、上記と同様の考えのもと、DC/DCコンバータ19から負荷7に出力される直流電力が一定となるよう制御される場合において、交流電源17から入力される交流電圧が一定で制御されている場合、交流電源17から入力される交流電流値に応じて、同じ変化率で電力変換効率変動する。入力交流電流が高い程電力変換効率が低くなり、入力交流電流が低い程電力変換効率が高くなると考えられる。そのため、図 1 7に示すフローチャートにおける検出信号を、出力直流電流 I_{out} であったのを、入力側第二検出器30によって検出される入力交流電流へと変更し、入力交流電流が低くなる周波数を探索するように周波数探索処理器13の処理を行っても良い。

[0064] 実施の形態4.

実施の形態4では、周波数探索範囲演算器12の出力方法の変形例を説明する。図18の上段の線図は、負荷への出力電圧が時間的に変化している様子を示している。図18の下段の線図は、周波数探索範囲演算器12から出力される、周波数範囲の下限値の時間変化を示す図である。例えば、負荷が変動して、負荷への出力電圧が図18の上段に示すように変化した場合、周波数探索範囲演算器12で演算された周波数範囲の下限値が図18の下段の破線で示すように変化したとする。実施の形態1においては、周波数探索範囲演算器12からは下限値として、例えば破線で示す値を出力する。下限値の演算では、装置の出力電圧値・出力電流値もしくは、装置の入力電圧値・入力電流値、または、それらを用いて演算される値を使用している。その場合、入力側検出器8、または出力側検出器9にて少なからず検出値にノイズ成分が重畳することとなり、図18の下段の破線で示す波形のように周波数探索範囲演算器12の出力が振動した不安定なものになることが想定される。本実施の形態4では、周波数探索範囲演算器12からは周波数範囲の下限値として実線で示す値を出力する。すなわち、負荷への出力電圧について、その負荷における最小値と最大値を設定し、最小値と最大値の間で複数の領域に分割し（図18では領域1、領域2、領域3、領域4の4領域に分割）、測定された出力電圧の値がある領域内を変動しているときは、周波数探索範囲演算器12から出力する下限値は変化させない。測定された出力電圧の値が、ある領域から隣の領域に、領域の境界を跨いで変化した場合、境界を跨いだときに下限値を演算して決定し、決定した下限値を新しい領域内における下限値として周波数探索範囲演算器12から出力する。その後、測定された出力電圧の値がその領域内を変動しているときは、下限値を変化させない。このように、下限値を、測定された出力電圧が分割された領域を跨ぐ毎に決定して出力することで、周波数探索範囲演算器12の出力を安定させることができる。図18では、領域を4つに分けて出力するように設定しているが、設定する領域の数は任意の数でよい。領域の数を増やすほど離散的な変化から連続的な変化となるため、負荷の変化に対して精度良く最大効率点

に到達することができる。

[0065] 上記では、下限値を例に説明したが、上限値についても同様に、例えば負荷への出力電圧について、その負荷における最小値と最大値を設定し、最小値と最大値の間で複数の領域に分割して、出力電圧が領域の境界を跨ぐ毎に上限値を決定して更新して出力するようにしてもよい。さらに、上記では負荷への出力電圧を指標パラメータとして出力電圧の値を、その負荷における最小値から最大値までの間で複数の領域に分割した例で説明したが、上限値、下限値の決定方法に対して、負荷の指標パラメータとして、負荷への出力電流、あるいは負荷への出力電力を用いてもよい。また、上限値を決定するのに用いる指標パラメータと、下限値を決定するのに用いる指標パラメータとが異なるパラメータであってもよい。なお、下限値、上限値、両方に上記の出力方法を適用しても、いずれか一方のみに上記の出力方法を適用してもよい。

[0066] このように、負荷への出力電力、出力電流、出力電力といった負荷の指標パラメータの値について、負荷に対応して設定した最小値と最大値の間を複数の領域に分割し、負荷の指標パラメータの値が領域の境界を跨ぐ毎に下限値または上限値を演算して出力する。負荷の指標パラメータの値が領域内の値の間は変化させないことにより、周波数探索範囲演算器 12 の出力を安定させることができる。

[0067] 実施の形態 5.

本実施の形態 5 は、図 16 に示した、交流電源から入力される交流電力を直流電力に変換して負荷に出力する電力変換装置における、周波数探索範囲演算器 12 の出力方法についての実施の形態である。交流電源から入力される交流電力を直流電力に変換して負荷に出力する実施の形態である実施の形態 3 においても、実施の形態 1 及び実施の形態 2 と同様に、周波数探索範囲演算器 12 で演算される上限値および下限値の負荷に対する傾向は図 19 の破線で示すように振動的な波形のようになる。本実施の形態 5 では、図 20 および図 21 に示すように、図 2、図 3 で示される下限値演算器と上限値演

算器の後段に、交流電源の交流の周期に同期して出力を更新するフィルタ 24 を設ける。すなわち、実施の形態 3 で説明した図 16 に示す装置前段の AC/DC コンバータ 16 の交流入力電圧の周期に同期して、下限値および上限値を決定して出力し、1 周期の間はその出力の値を保持する。この場合の出力は、図 19 の実線で示すようになる。交流電源 17 がシステムの場合、交流電圧は 50 Hz または 60 Hz の周期となる。このため、数 kHz から数百 kHz でスイッチングを行う DC/DC コンバータにとって、高周波のノイズ成分を十分除去できる周期で下限値および上限値を決定して出力することができ、振動的な出力になることを防ぐことができる。本実施の形態 5 では、実施の形態 4 と比べ、負荷の指標パラメータについて複数の領域設定を必要とせず高周波のノイズ成分を十分除去することができる。

[0068] なお、本発明は、その発明の範囲内において、各実施の形態を組み合わせたり、各実施の形態を適宜、変形、省略したりすることが可能である。

符号の説明

[0069] 1 インバータ、2 トランス、3 整流回路、4 平滑リアクトル、5 平滑コンデンサ、6 直流電源、7 負荷、8 入力側検出器、9 出力側検出器、30 入力側第二検出器、10 制御器、11 デューティ演算器、12 周波数探索範囲演算器、13 周波数探索処理器、14 ゲート信号生成器、15 インダクタ、16 AC/DC コンバータ、17 交流電源、18 平滑コンデンサ、19 DC/DC コンバータ、20、22 下限値演算器、21、23 上限値演算器、24 フィルタ、100、200、300 電力変換装置、

請求の範囲

- [請求項1] スイッチング素子をオン・オフ制御することにより直流を前記スイッチング素子の駆動周波数の交流に変換するインバータと、このインバータにより変換された交流を直流に変換する整流回路と、コイルを有する磁性部品とを備えた電力変換装置であって、当該電力変換装置の動作状態が変化したとき前記駆動周波数を変化させる電力変換装置において、
- 前記インバータに入力される直流の入力パラメータを検出する入力側検出器と、当該電力変換装置から出力される直流の出力パラメータを検出する出力側検出器と、
- 前記スイッチング素子のオン時間の割合であるデューティを演算するデューティ演算器と、
- 前記動作状態の変化後における前記駆動周波数を決定するために探索する周波数範囲の上限値および下限値のそれぞれを、前記入力側検出器で検出された前記入力パラメータ、前記出力側検出器で検出された前記出力パラメータ、前記デューティ演算器で求めたパラメータであるデューティのうち、少なくとも一つのパラメータを用いて決定する周波数探索範囲演算器と、
- 前記周波数探索範囲演算器において決定された周波数範囲内で、前記動作状態の変化後における前記駆動周波数を探索して決定する周波数探索処理器と
- を備えたことを特徴とする電力変換装置。
- [請求項2] 前記周波数探索処理器は、当該電力変換装置の電力変換効率が最大となる周波数を探索することを特徴とする請求項1に記載の電力変換装置。
- [請求項3] 前記周波数探索処理器は、当該電力変換装置の損失が最低となる周波数を探索することを特徴とする請求項1に記載の電力変換装置。
- [請求項4] 前記インバータの前段に、交流を直流に変換するAC／DCコンバ

ータを備え、前記ＡＣ／ＤＣコンバータの入力電力が一定になるよう制御され、かつ当該電力変換装置の出力電圧が一定になるよう制御されている場合において、前記周波数探索処理器は、前記出力側検出器で検出された出力電流が最大となる周波数を探索することを特徴とする請求項１に記載の電力変換装置。

[請求項５] 前記インバータの前段に、交流を直流に変換するＡＣ／ＤＣコンバータを備え、前記ＡＣ／ＤＣコンバータの入力電圧が一定になるよう制御され、かつ当該電力変換装置の出力電力が一定になるよう制御されている場合において、前記周波数探索処理器は、前記ＡＣ／ＤＣコンバータの入力電流が最小となる周波数を探索することを特徴とする請求項１に記載の電力変換装置。

[請求項６] 前記周波数探索範囲演算器は、前記磁性部品の磁束密度が予め設定した値となる周波数を前記下限値として決定することを特徴とする請求項１から５のいずれか１項に記載の電力変換装置。

[請求項７] 前記磁性部品は、前記インバータの出力と前記整流回路の間に設けられたトランスであることを特徴とする請求項６に記載の電力変換装置。

[請求項８] 前記磁性部品は、前記整流回路の出力側に設けられたインダクタであることを特徴とする請求項６に記載の電力変換装置。

[請求項９] 前記周波数探索範囲演算器は、当該電力変換装置の出力電流のリプル幅が予め設定した値となる周波数を前記下限値として決定することを特徴とする請求項１から５のいずれか１項に記載の電力変換装置。

[請求項１０] 前記周波数探索範囲演算器は、前記入力側検出器により検出された入力電流または前記出力側検出器により検出された出力電流の高調波成分に基づいて前記上限値を決定することを特徴とする請求項１から９のいずれか１項に記載の電力変換装置。

[請求項１１] 前記インバータが、直流入力端子間に、それぞれ前記スイッチング素子を備えた上側アームと下側アームが直列に接続された構成であり

、前記上側アームのスイッチング素子と前記下側アームのスイッチング素子とが同時にオンしないようにデッドタイムが設定されており、前記周波数探索範囲演算器は、前記デューティ演算器により演算されるデューティから求めた前記スイッチング素子のオフ時間が、デッドタイム以上となる条件に基づいて前記上限値を決定することを特徴とする請求項 1 から 9 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

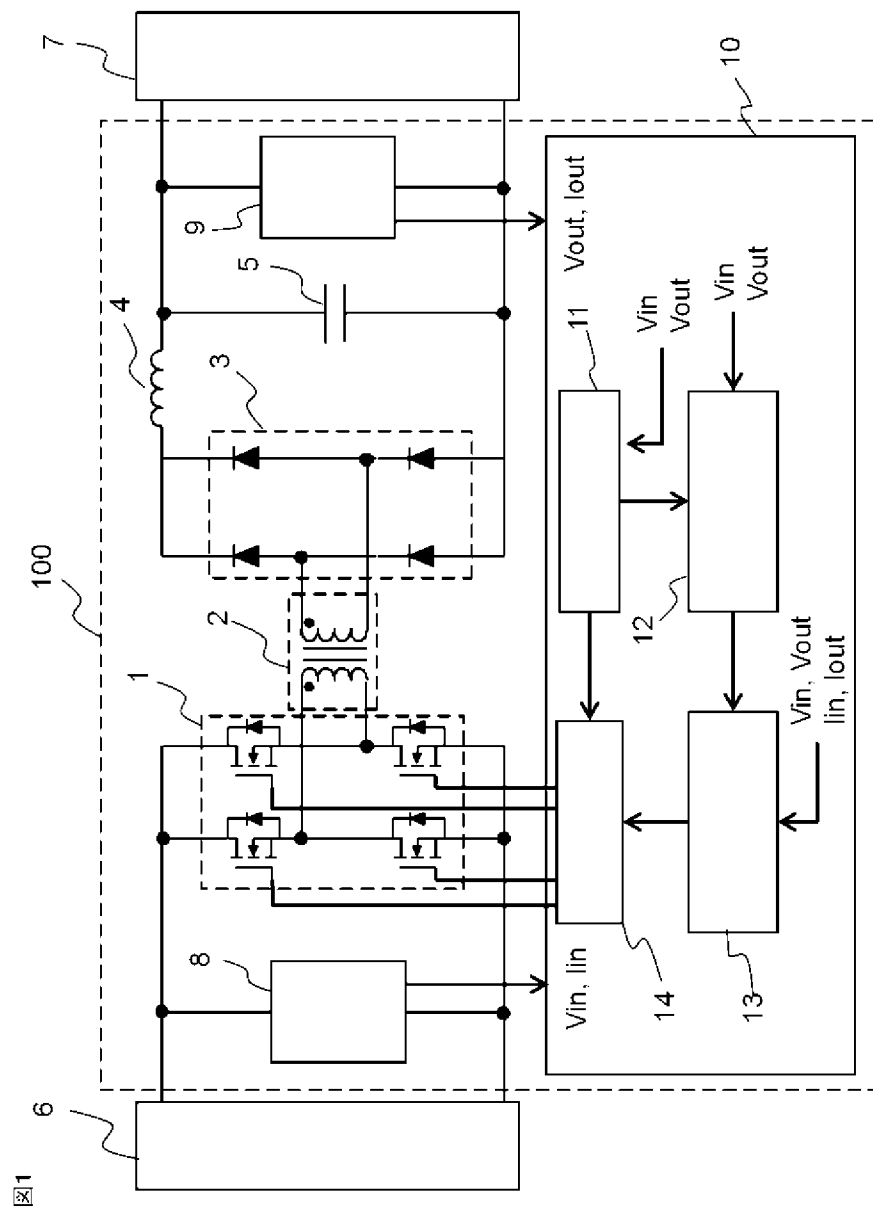
[請求項12] 前記周波数探索処理器は、前記周波数探索範囲演算器が決定した前記下限値と前記上限値の間で、設定した周波数変化量で前記駆動周波数を順次変化させながら当該電力変換装置を動作させて、前記動作状態の変化後における前記駆動周波数を探索して決定することを特徴とする請求項 1 から 11 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

[請求項13] 前記周波数探索処理器は、前記周波数探索範囲演算器が決定した前記下限値を前記動作状態の変化後における前記駆動周波数として決定することを特徴とする請求項 6 から 8 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

[請求項14] 前記周波数探索範囲演算器は、当該電力変換装置から負荷に出力される出力電圧、出力電流、出力電力のいずれかの指標パラメータの値について、前記負荷における最小値と最大値を設定し、設定した最小値と最大値の間を複数の領域に分割し、測定された前記指標パラメータの値が前記領域の境界を跨ぐ毎に、前記上限値または前記下限値を決定して前記周波数探索処理器に出力することを特徴とする請求項 1 に記載の電力変換装置。

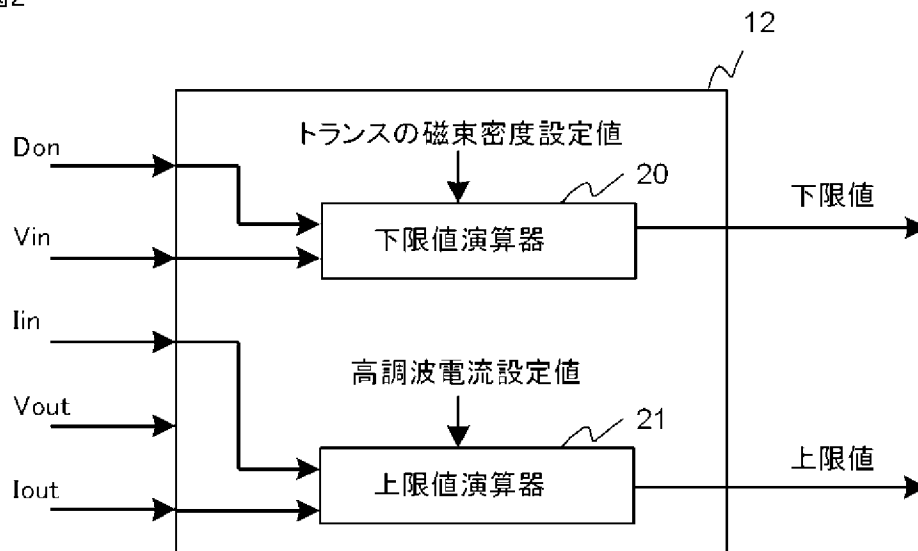
[請求項15] 前記インバータの前段に、交流を直流に変換する AC/DC コンバータを備え、前記周波数探索範囲演算器は、前記交流の交流電圧の 1 周期毎に前記上限値および前記下限値を決定して前記周波数探索処理器に出力することを特徴とする請求項 1 に記載の電力変換装置。

[図1]



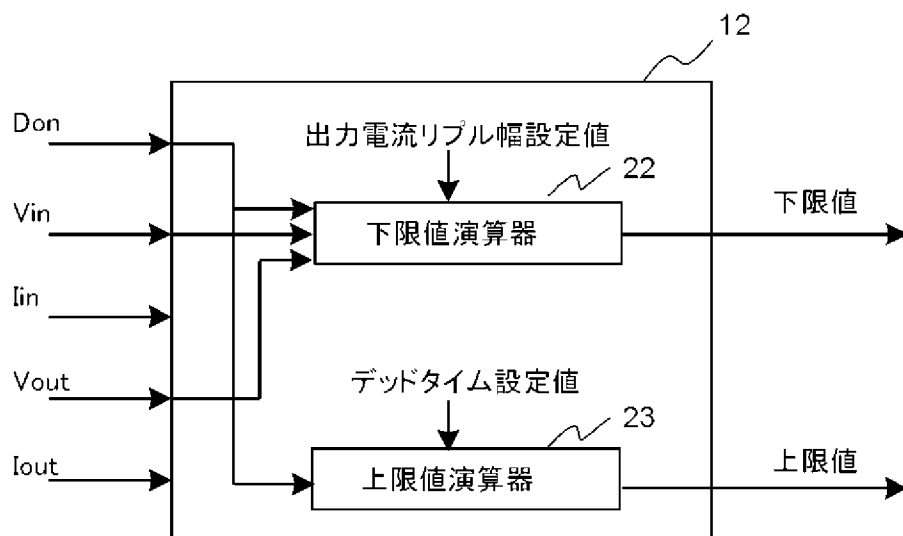
[図2]

図2



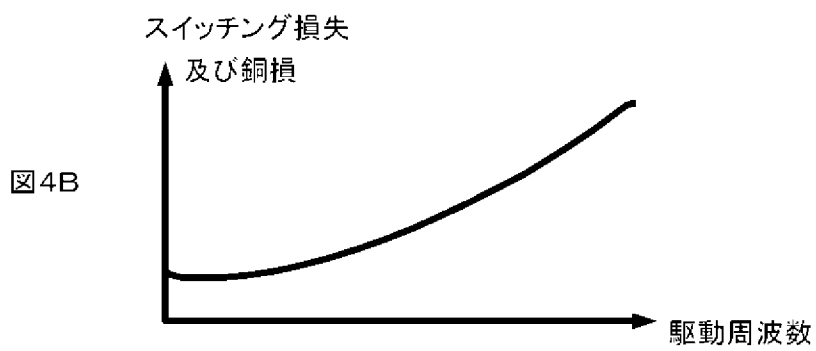
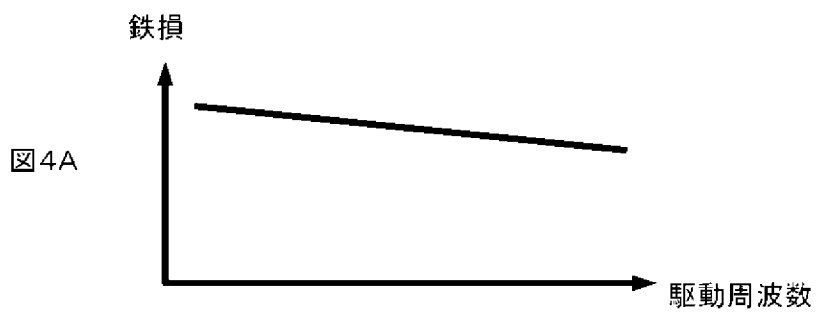
[図3]

図3



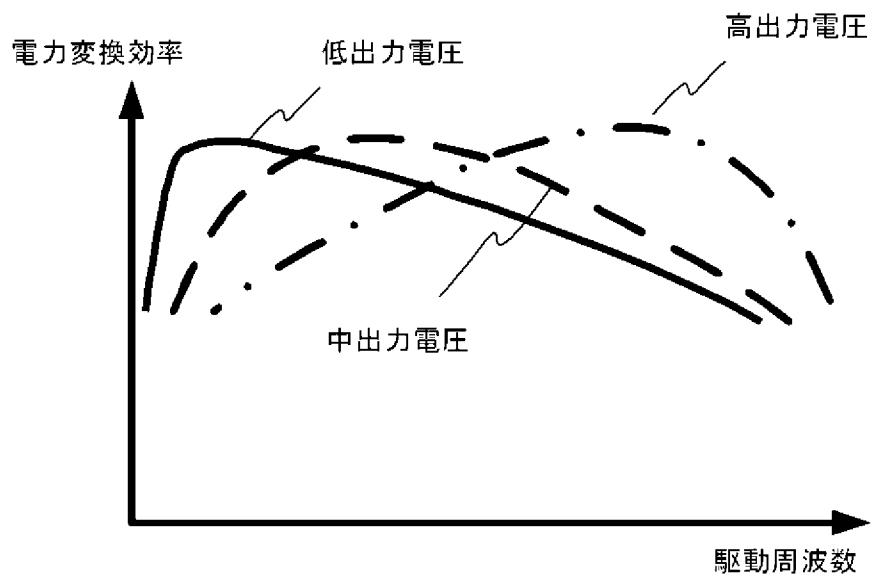
[図4]

図4



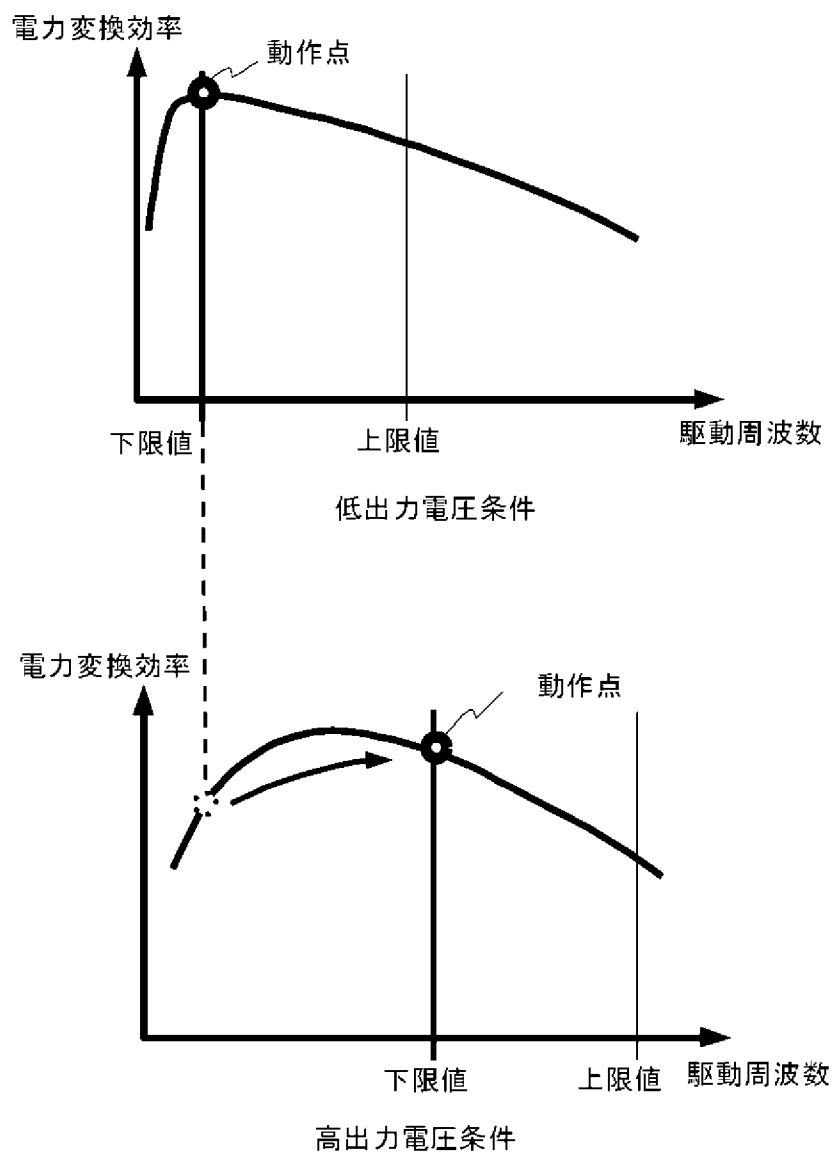
[図5]

図5



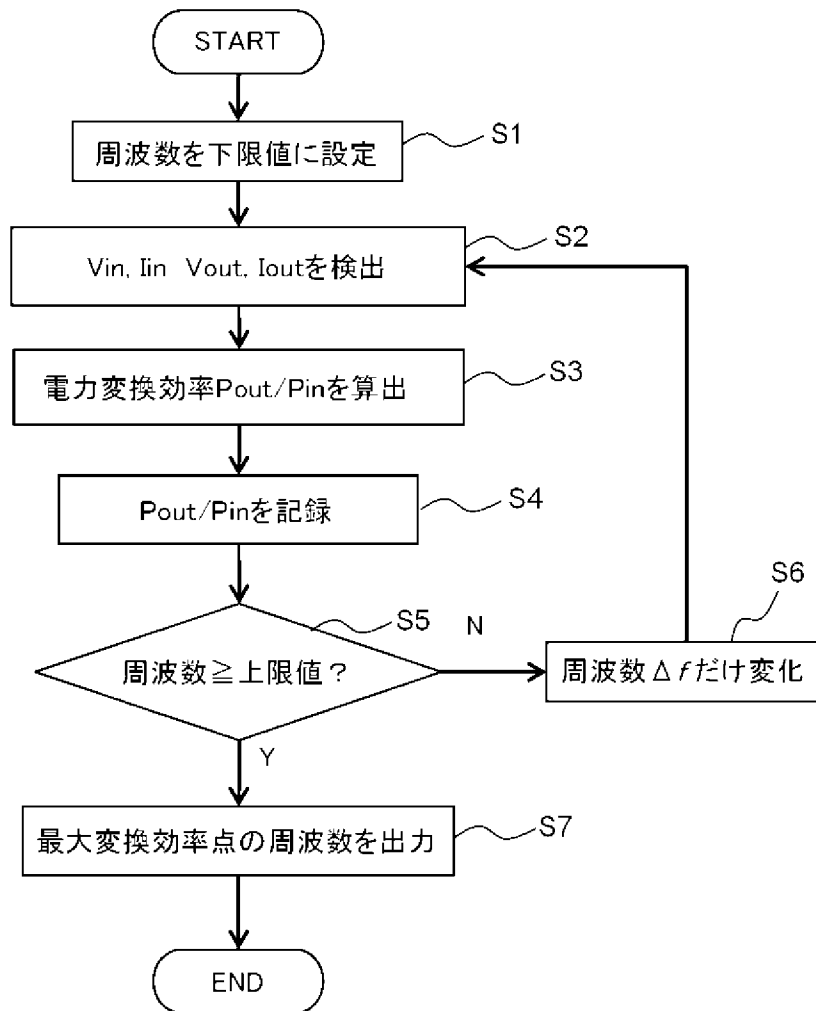
[図6]

図6



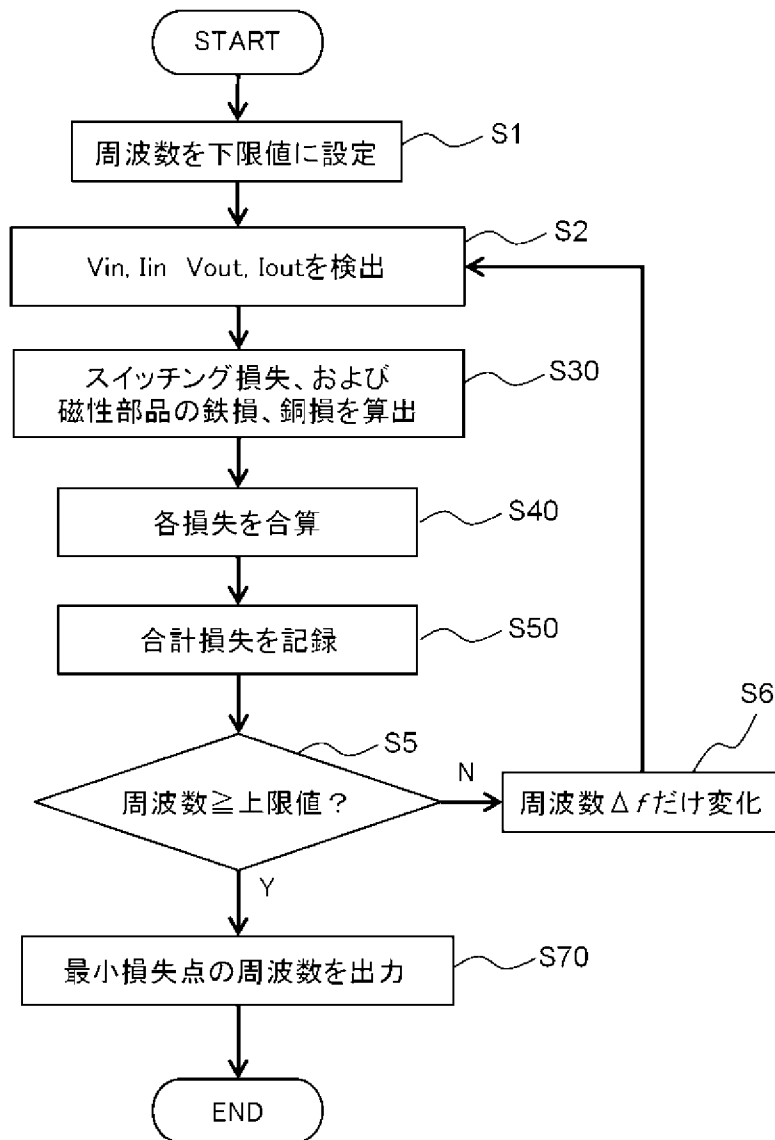
[図7]

図7



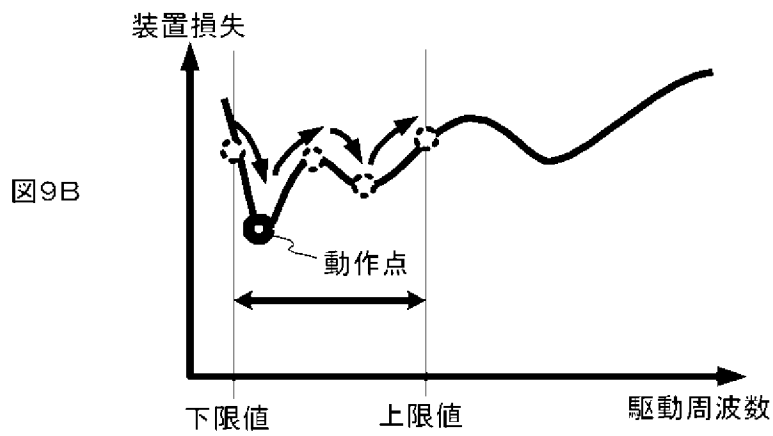
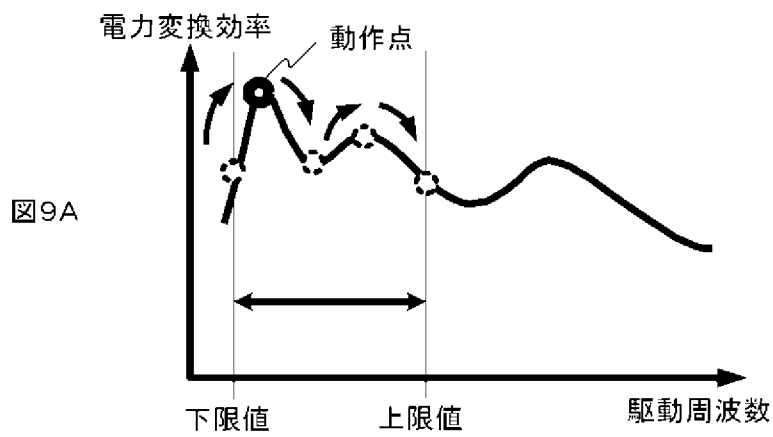
[図8]

図8



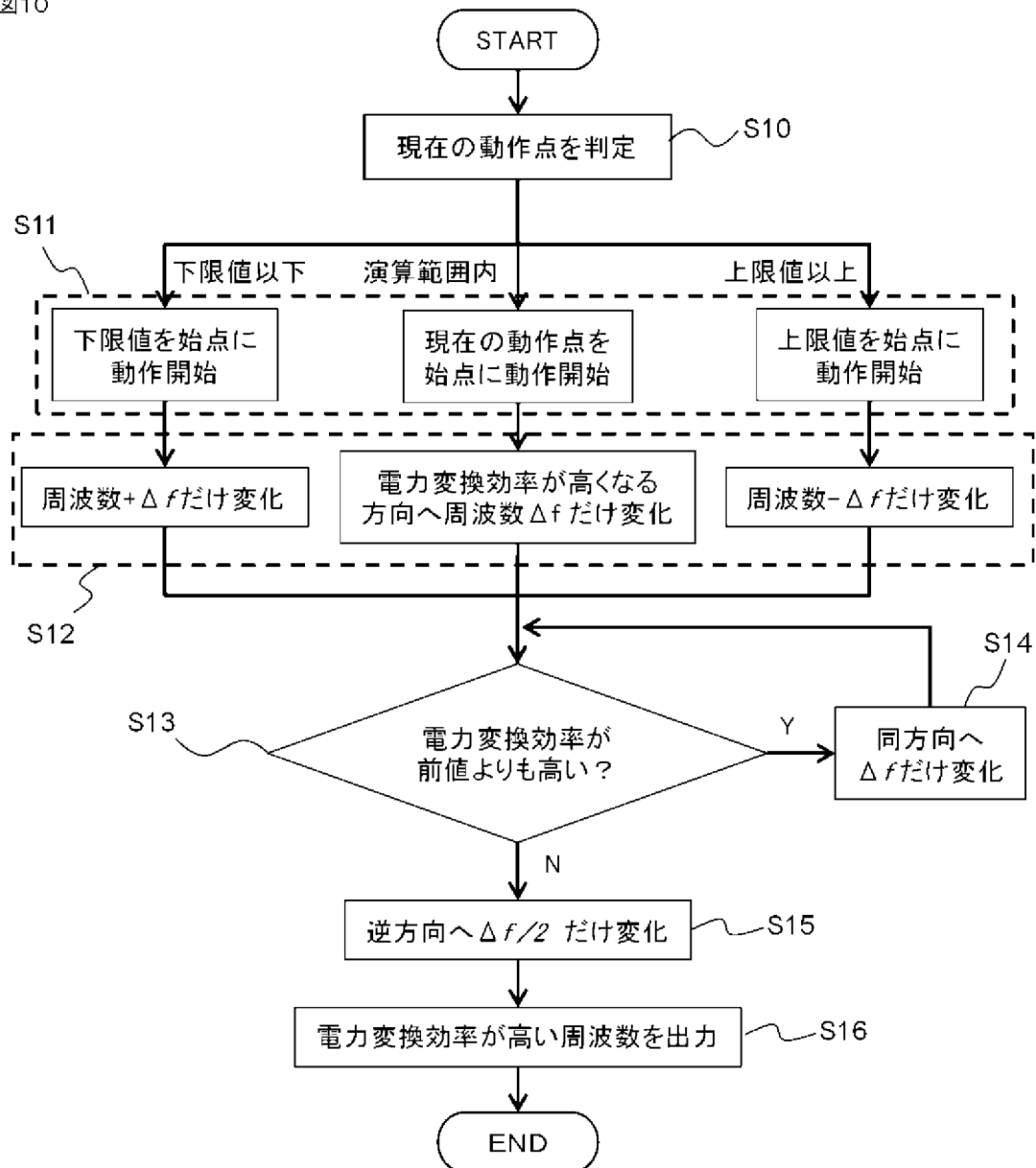
[図9]

図9



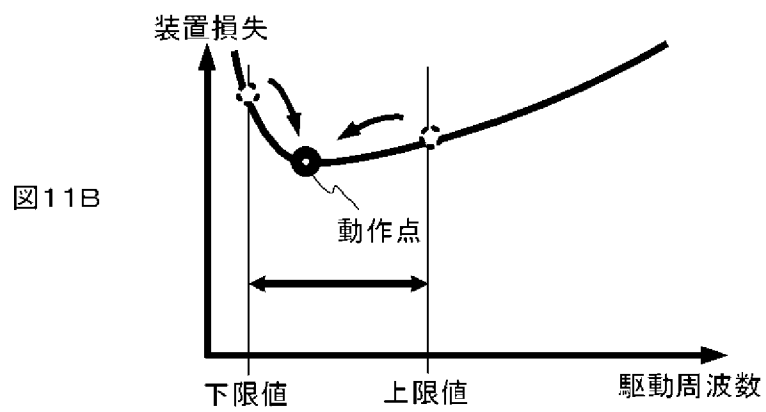
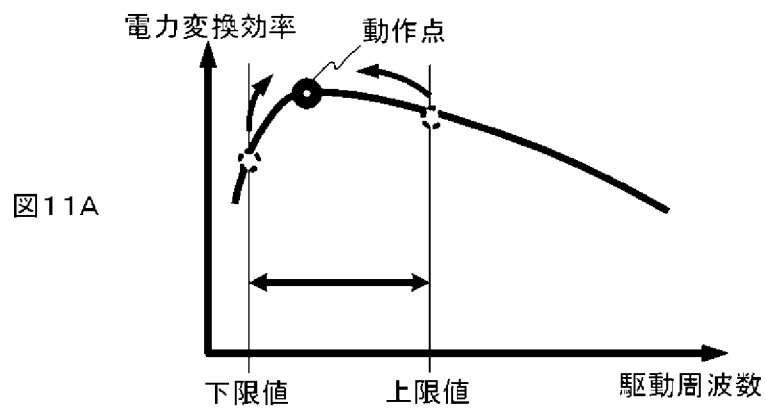
[図10]

図10



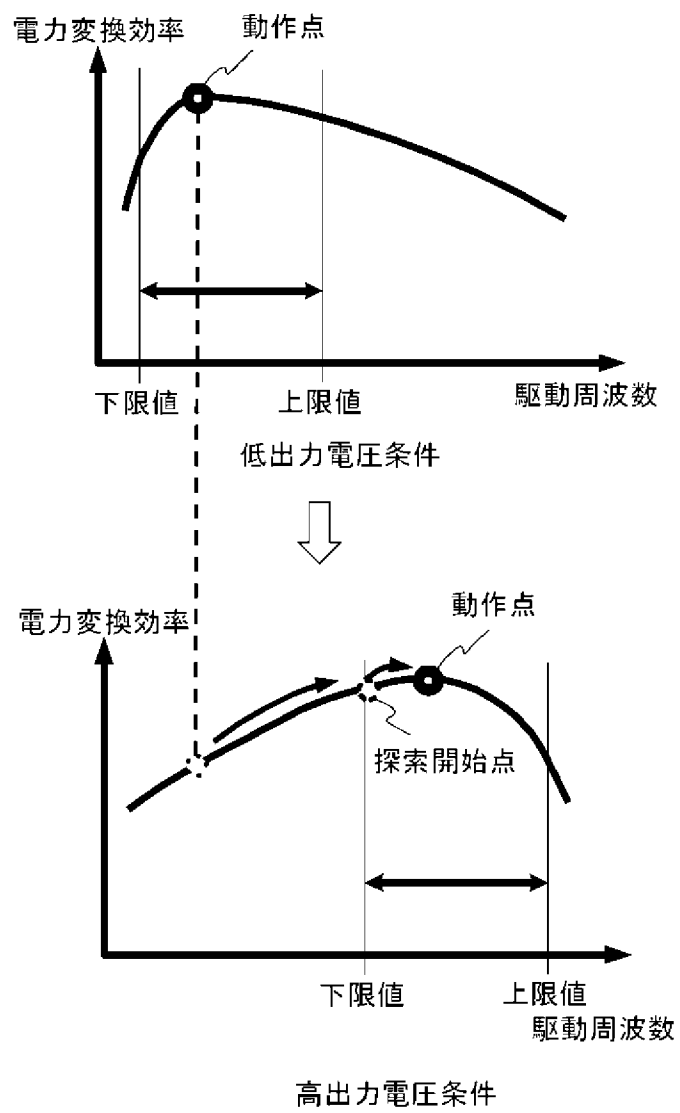
[図11]

図11

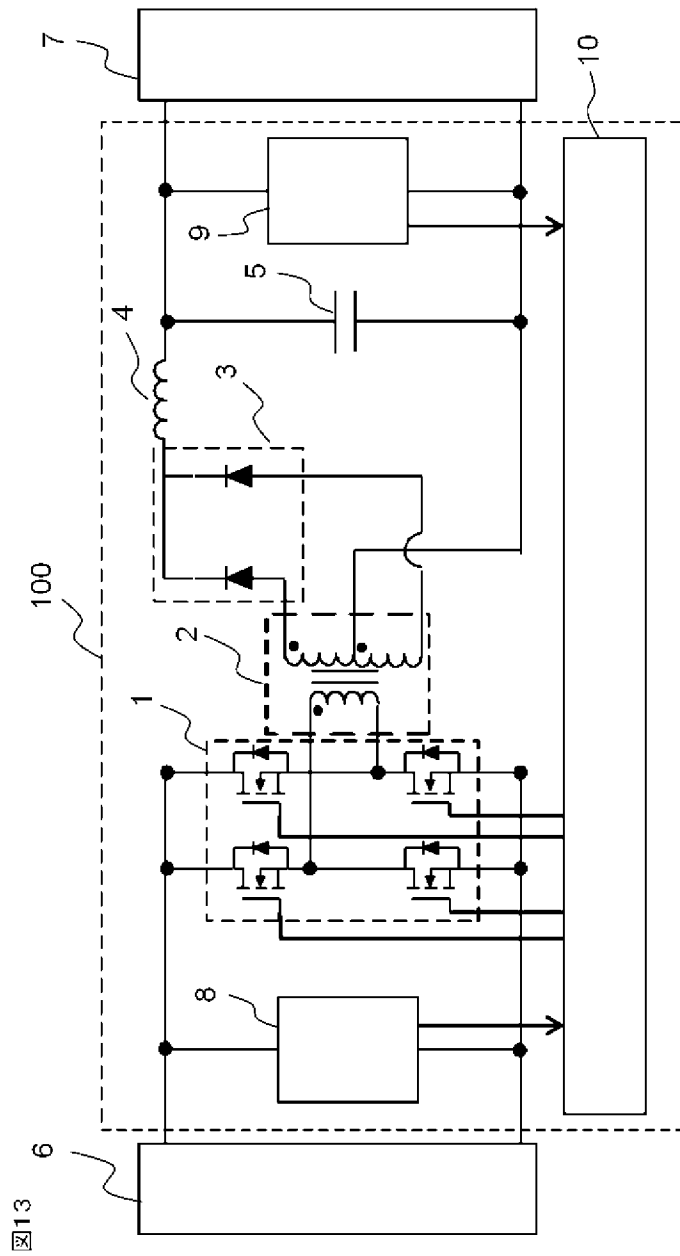


[図12]

図12



[図13]



[図14]

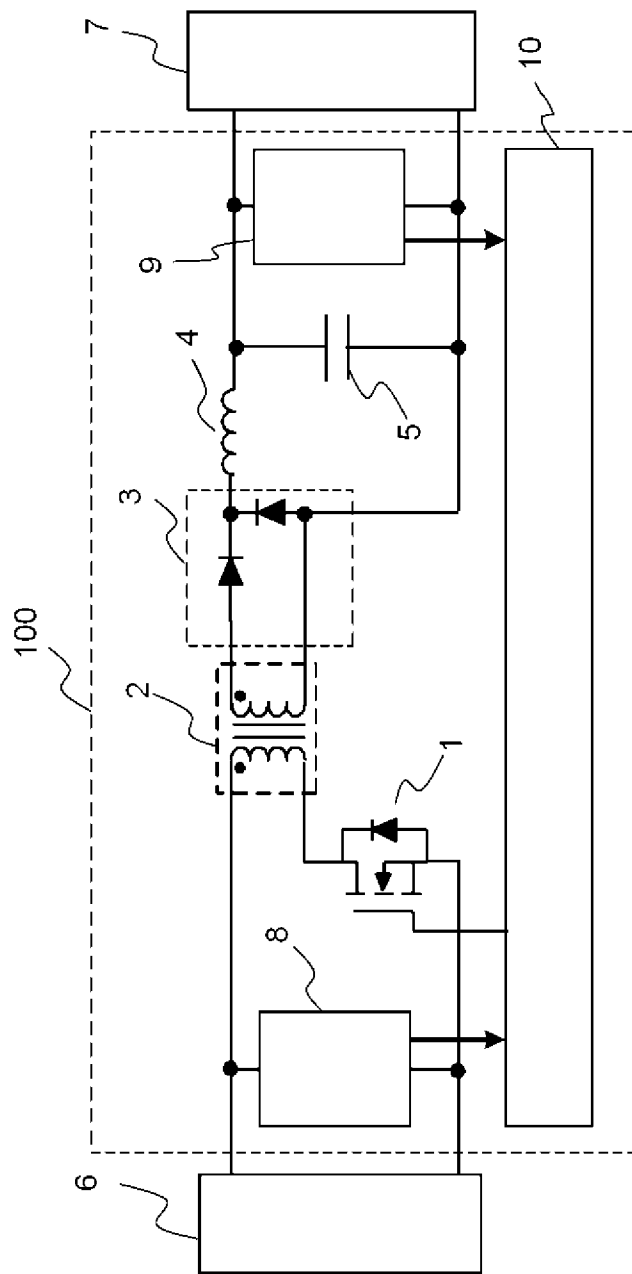
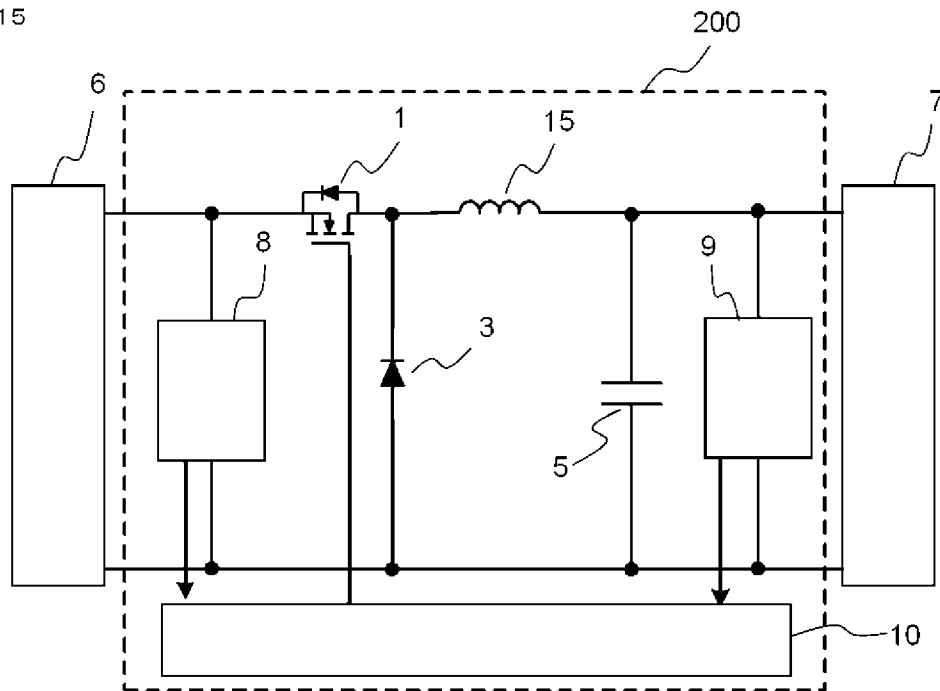


図14

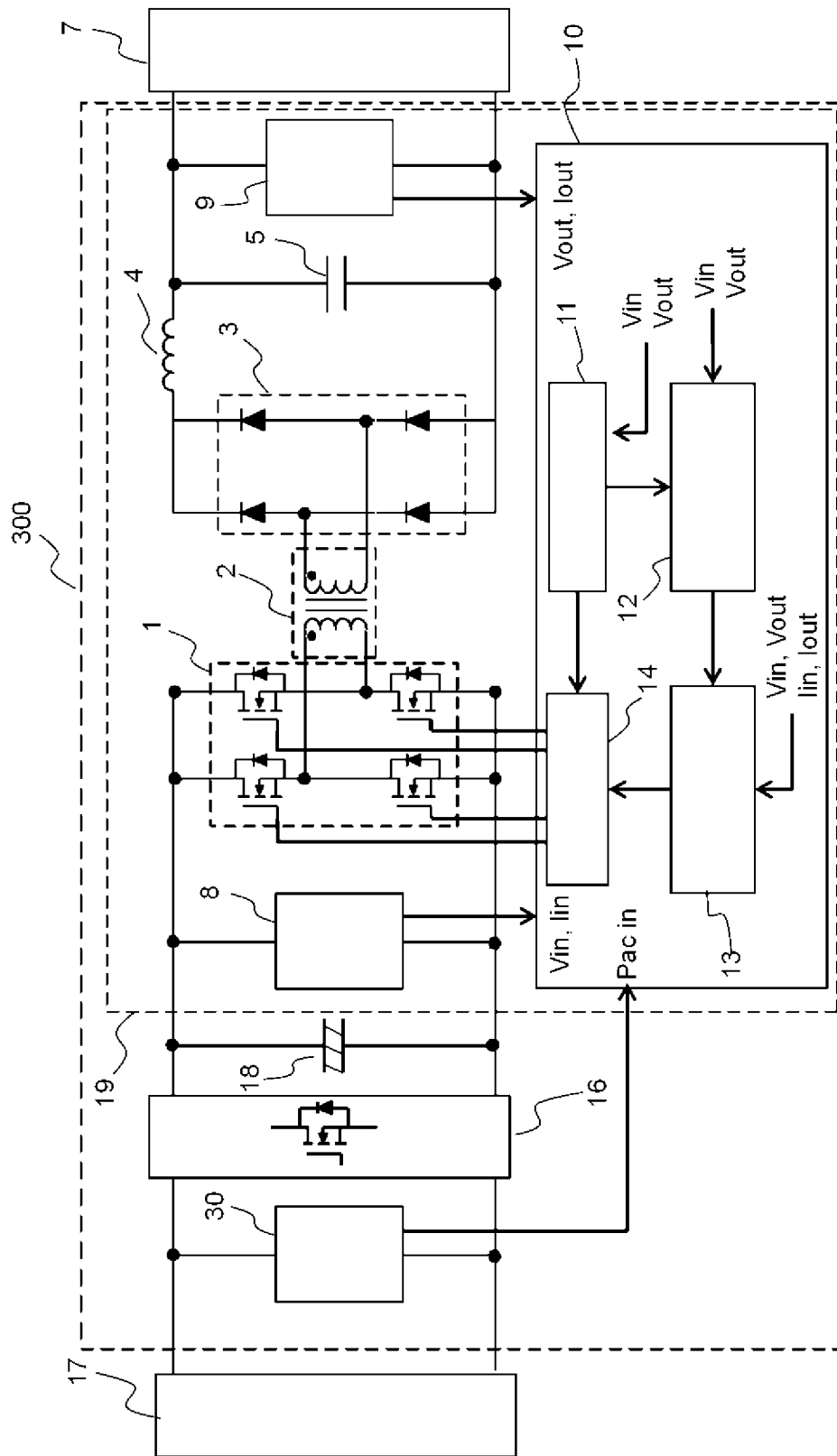
[図15]

図15



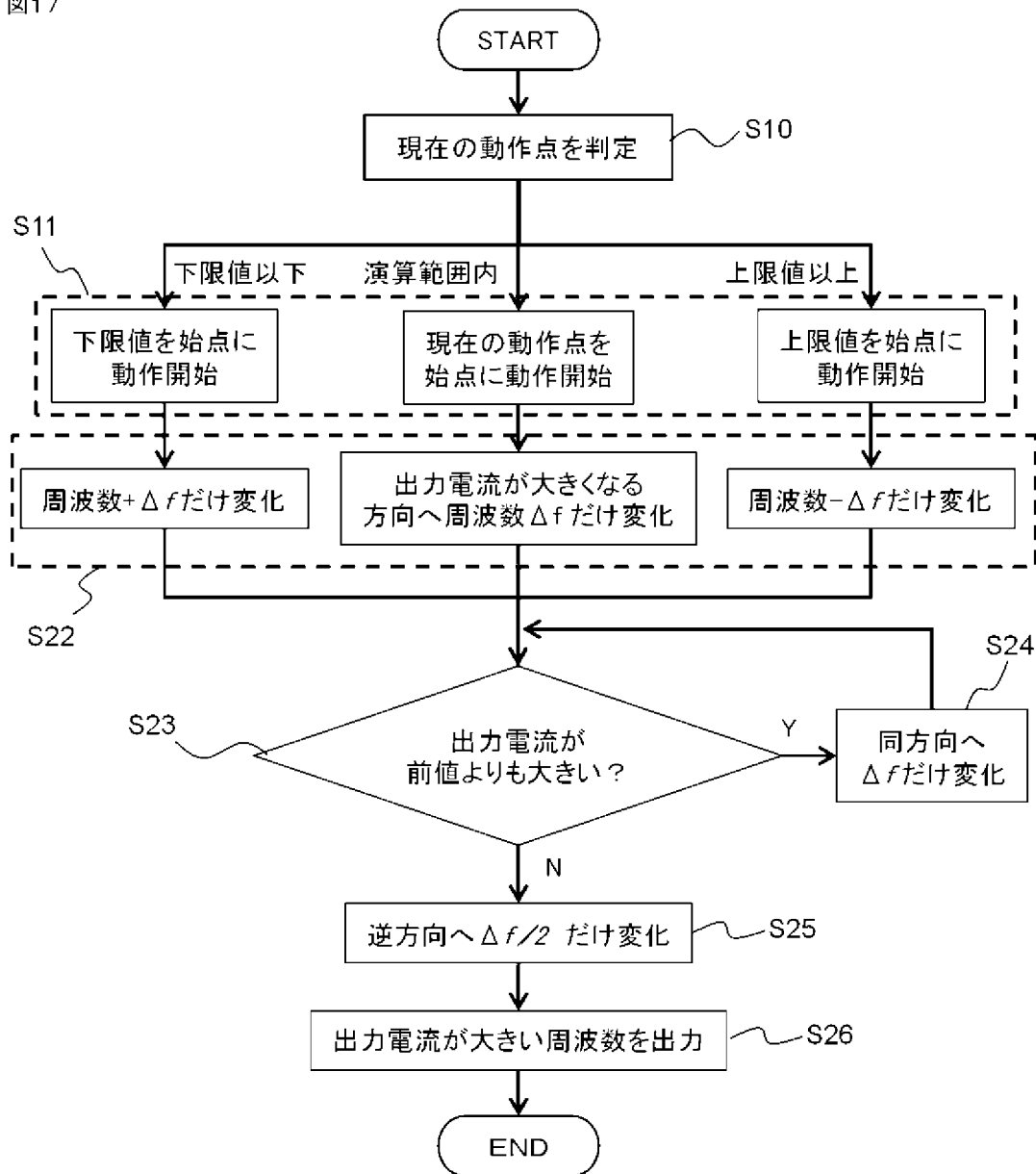
[図16]

図16



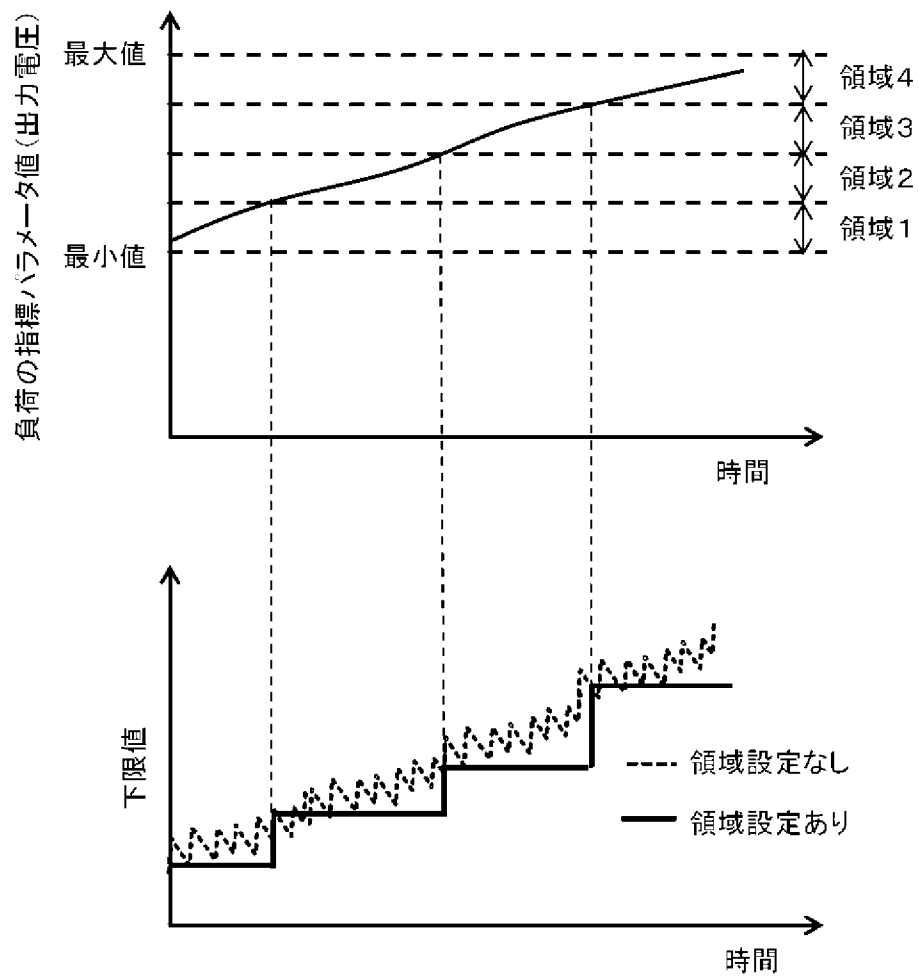
[図17]

図17



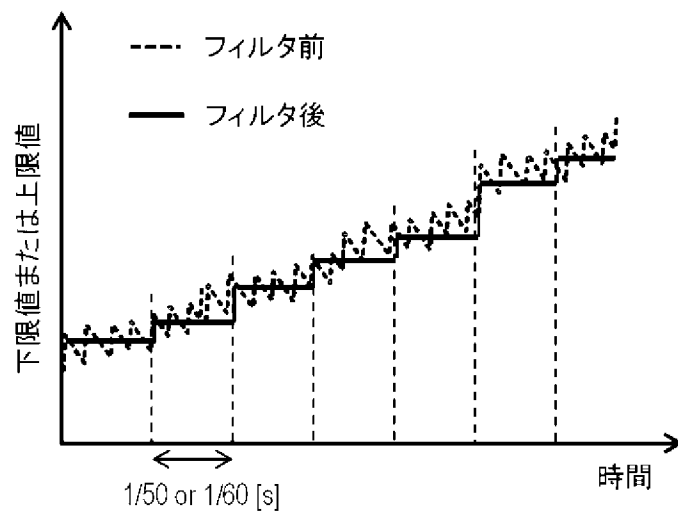
[図18]

図18



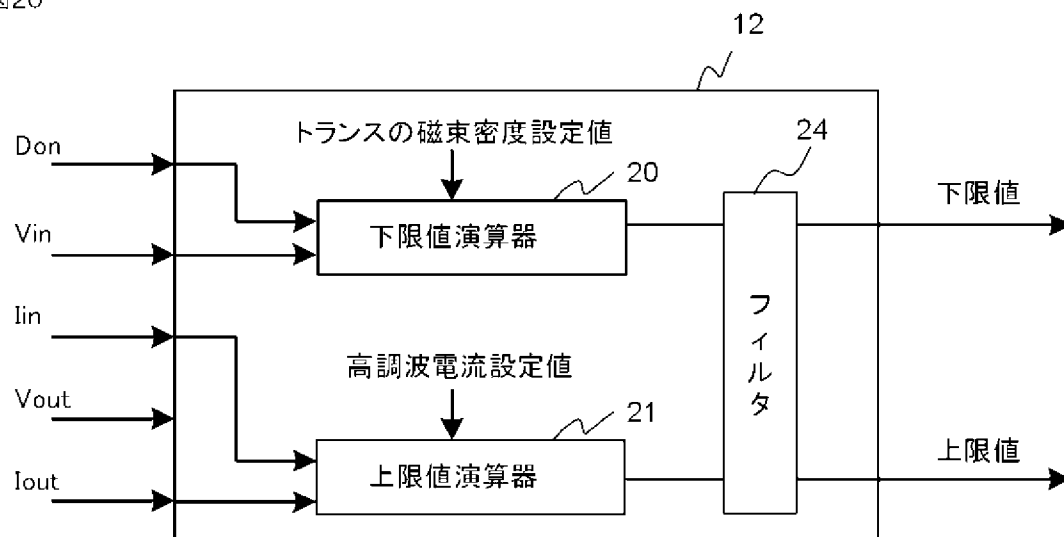
[図19]

図19



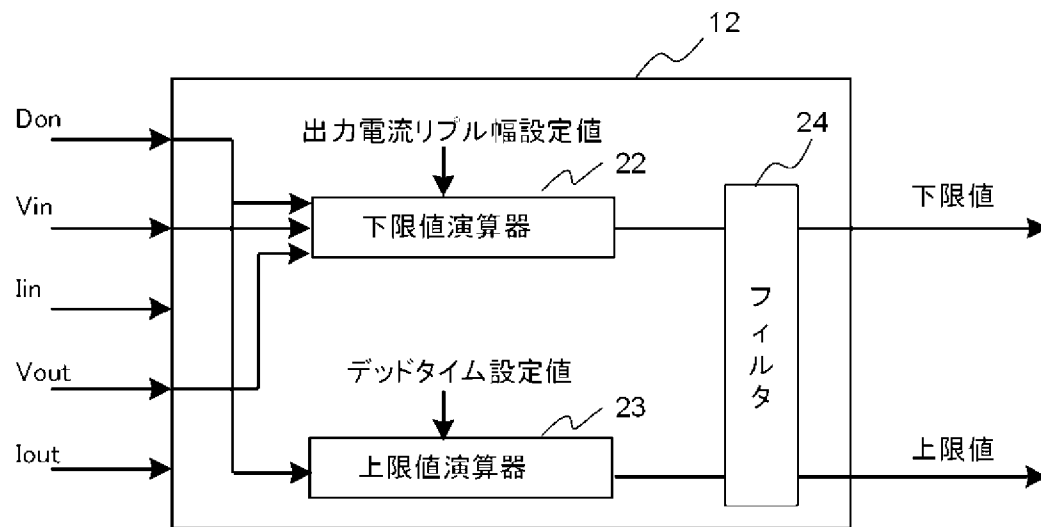
[図20]

図20



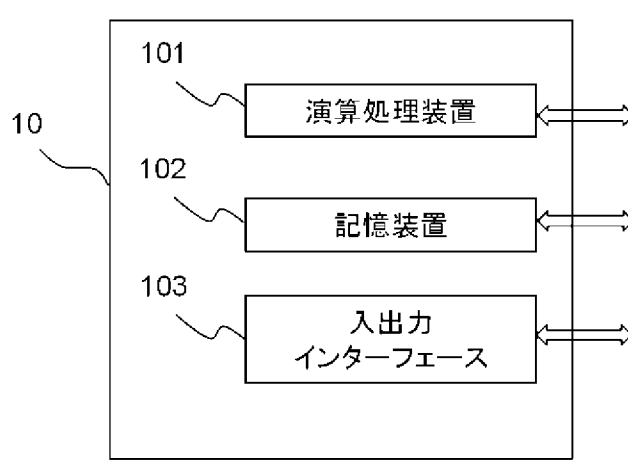
[図21]

図21



[図22]

図22



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2017/030267

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M3/28(2006.01)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)

H02M3/28, 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.
A	JP 2015-173587 A (Panasonic Corp.), 01 October 2015 (01.10.2015), entire text; all drawings & US 2015/0236518 A1 entire text; all drawings & EP 2908405 A1 & CN 104852474 A	1-15
A	JP 2016-144237 A (Sanken Electric Co., Ltd.), 08 August 2016 (08.08.2016), entire text; all drawings & US 2016/0226383 A1 entire text; all drawings & CN 105846681 A	1-15

☒ 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
01 November 2017 (01.11.17)

Date of mailing of the international search report
14 November 2017 (14.11.17)

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/JP2017/030267

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 2016-163386 A (Hitachi, Ltd.), 05 September 2016 (05.09.2016), entire text; all drawings & US 2016/0254758 A1 entire text; all drawings & EP 3062433 A1 & CN 105932879 A	1-15

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H02M3/28(2006.01)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. H02M3/28, 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
A	JP 2015-173587 A (パナソニック株式会社) 2015.10.01, 全文, 全図 & US 2015/0236518 A1, 全文, 全図 & EP 2908405 A1 & CN 104852474 A	1-15
A	JP 2016-144237 A (サンケン電気株式会社) 2016.08.08, 全文, 全図 & US 2016/0226383 A1, 全文, 全図 & CN 105846681 A	1-15

☒ 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	「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
「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	「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
「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)	「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
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献	「&」 同一パテントファミリー文献
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願	

国際調査を完了した日

01.11.2017

国際調査報告の発送日

14.11.2017

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)

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)

麻生 哲朗

5 G

2953

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 2016-163386 A (株式会社日立製作所) 2016.09.05, 全文、全図 & US 2016/0254758 A1, 全文、全図 & EP 3062433 A1 & CN 105932879 A	1-15