(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1月2日(02.01.2025)

WIPO | PCT

(10) 国際公開番号
WO 2025/004327 A1

(51) 国際特許分類:
H02M 7/12 (2006.01)

(21) 国際出願番号： PCT/JP2023/024382

(22) 国際出願日： 2023年6月30日(30.06.2023)

(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 Tokyo (JP).

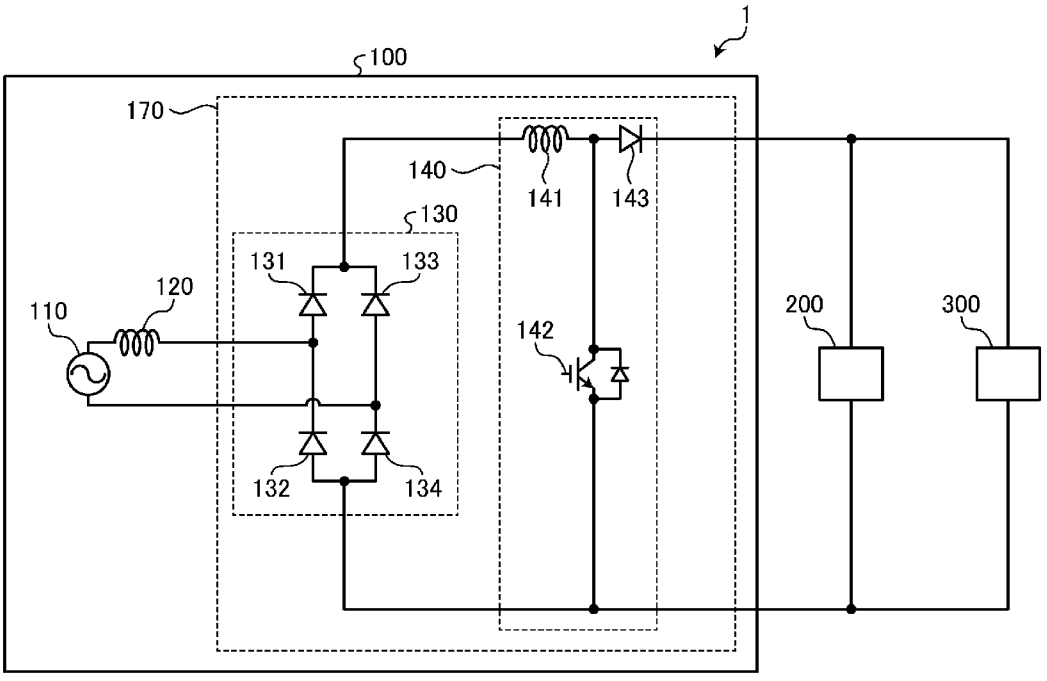
(72) 発明者: ▲高▼山 裕次 (**TAKAYAMA, Yuji**); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 有澤浩一(**ARISAWA, Koichi**); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 豊田 基(**TOYODA, Hajime**); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP).

(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 Tokyo (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,

(54) **Title:** POWER CONVERSION DEVICE AND REFRIGERATION CYCLE APPLICATION APPARATUS

(54) 発明の名称： 電力変換装置および冷凍サイクル適用機器



(57) **Abstract:** A power conversion device (1) is equipped with a power supply unit (100) comprising: a rectifying/boosting unit (170) that has a switching element (142) capable of pulse width modulation driving and that converts AC power into DC power; and a reactor (120) that is disposed between an AC power supply (110) for supplying AC power and a smoothing unit (200) for smoothing DC power. The capacity of the reactor (120) is set from the power factor of the power supply unit (100) and the reactor peak current flowing through the reactor (120) during non-pulse width modulation driving

WO 2025/004327 A1

［続葉有］

HU, ID, IL, IN, IQ, IR, IS, IT, JM, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MU, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, WS, ZA, ZM, ZW.

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

添付公開書類:

— 国際調査報告(条約第21条(3))

in which a current flows through a diode connected in parallel to the switching element (142), and the drive frequency of the switching element (142) is set from the magnetic characteristics of the reactor (120).

(57) 要約:電力変換装置(1)は、ＰｕｌｓｅＷｉｄｔｈＭｏｄｕｌａｔｉｏｎ駆動可能なスイッチング素子(１４２)を有し、交流電力を直流電力に変換する整流昇圧部(１７０)と、交流電力を供給する交流電源(１１０)と直流電力を平滑化する平滑部(２００)との間に配置されるリアクトル(１２０)と、を備える電源部(１００)を備え、スイッチング素子(１４２)に並列接続されたダイオードに電流が流れる非ＰｕｌｓｅＷｉｄｔｈＭｏｄｕｌａｔｉｏｎ駆動時にリアクトル(１２０)に流れるリアクトルピーク電流および電源部(１００)の力率からリアクトル(１２０)の容量が設定され、スイッチング素子(１４２)の駆動周波数はリアクトル(１２０)の磁気特性から設定される。

明　細　書

発明の名称 ： 電力変換装置および冷凍サイクル適用機器

技術分野

[0001]　本開示は、交流電力を直流電力に変換する電力変換装置および冷凍サイクル適用機器に関する。

背景技術

[0002]　従来、電力変換装置は、インバータ、モータなどで発生する損失を低減するような動作を行っている。例えば、特許文献１には、モータ駆動装置が、ＰＷＭ（Ｐｕｌｓｅ　Ｗｉｄｔｈ　Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ）制御を行って交流電力を生成してモータに供給する際に、複雑な制御機構、演算回路などを用いることなくモータの損失を最小化する技術が開示されている。特許文献１に記載のモータ駆動装置では、モータの損失とＰＷＭ制御で使用されるキャリア信号の周波数であるキャリア周波数との関係から、使用するキャリア周波数が決定されている。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：特開２０１２－１０５１３号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004]　特許文献１に記載のモータ駆動装置のような装置では、交流電力が供給される交流電源側にリアクトルを備える構成が一般的である。リアクトルは、他の電子部品と比較して体積が大きく、リアクトルの体積を小型化する手法として、装置をＰＷＭ駆動する際の駆動周波数を高周波化する手法が挙げられる。装置をＰＷＭ駆動する際の駆動周波数を高周波化することで、リアクトルの容量を低減できることから、リアクトルの体積を低減することができる。しかしながら、装置に異常が発生した場合などにおいてＰＷＭ駆動が停止して非ＰＷＭ駆動になると、装置では、リアクトルおよび平滑用のコンデ

ンサによる自由共振の波形が形成される。そのため、高周波の駆動周波数によるＰＷＭ駆動を前提としたリアクトルの容量では、非ＰＷＭ駆動時に電流が急増し、電力変換で使用される素子が損傷するおそれがある、という問題があった。

[0005] 本開示は、上記に鑑みてなされたものであって、ＰＷＭ駆動可能なスイッチング素子がＰＷＭ駆動を行っていない状態において、電力変換で使用される素子の損傷を防止可能な電力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

[0006] 上述した課題を解決し、目的を達成するために、本開示に係る電力変換装置は、Ｐｕｌｓｅ Ｗｉｄｔｈ Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ駆動可能なスイッチング素子を有し、交流電力を直流電力に変換する整流昇圧部と、交流電力を供給する交流電源と直流電力を平滑化する平滑部との間に配置されるリアクトルと、を備える電源部、を備え、スイッチング素子に並列接続されたダイオードに電流が流れる非Ｐｕｌｓｅ Ｗｉｄｔｈ Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ駆動時にリアクトルに流れるリアクトルピーク電流および電源部の力率からリアクトルの容量が設定され、スイッチング素子の駆動周波数はリアクトルの磁気特性から設定される。

発明の効果

[0007] 本開示に係る電力変換装置は、ＰＷＭ駆動可能なスイッチング素子がＰＷＭ駆動を行っていない状態において、電力変換で使用される素子の損傷を防止可能である、という効果を奏する。

図面の簡単な説明

[0008] [図1]実施の形態１に係る電力変換装置の構成例を示す図

[図2]実施の形態１に係る電力変換装置が備える電源部の構成例を示す第１の図

[図3]実施の形態１に係る電力変換装置が備える電源部の構成例を示す第２の図

[図4]実施の形態１に係る電力変換装置が備える電源部の構成例を示す第３の

図

[図5]一般的な電力変換装置において単相交流電圧が入力されるときのリアクトルの容量によるリアクトル電流の違いを示す図

[図6]一般的な電力変換装置において三相交流電圧が入力されるときのリアクトルの容量によるリアクトル電流の違いを示す図

[図7]実施の形態１に係る電力変換装置のリアクトルに流れるリアクトル電流の電流波形およびリアクトル電流のＦＦＴ（Ｆａｓｔ　Ｆｏｕｒｉｅｒ　Ｔｒａｎｓｆｏｒｍ）解析結果の例を示す図

[図8]実施の形態１に係る電力変換装置が備える電源部のスイッチング素子の駆動周波数とリアクトルの電流リプル幅との関係の例を示す図

[図9]実施の形態２に係る電力変換装置で使用されるリアクトルの構造を模式的に示す第１の図

[図10]実施の形態２に係る電力変換装置で使用されるリアクトルの構造を模式的に示す第２の図

[図11]比較例として同一高さのリアクトルで幅＜奥行にした場合と幅＞奥行にした場合において実効断面積を同じにしたときの体積の差を示す図

[図12]実施の形態３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

[0009] 以下に、本開示の実施の形態に係る電力変換装置および冷凍サイクル適用機器を図面に基づいて詳細に説明する。

[0010] 実施の形態１．

図１は、実施の形態１に係る電力変換装置１の構成例を示す図である。電力変換装置１は、電源部１００と、平滑部２００と、負荷部３００と、を備える。負荷部３００は、モータ、およびモータを駆動するインバータなどによって構成される。平滑部２００は、平滑コンデンサなどが用いられる。

[0011] 図２は、実施の形態１に係る電力変換装置１が備える電源部１００の構成例を示す第１の図である。図２の例では、電源部１００は、交流電源１１０と、リアクトル１２０と、整流部１３０と、昇圧部１４０と、を備える。整

流部１３０および昇圧部１４０によって整流昇圧部１７０を構成している。整流部１３０は、ダイオード１３１～１３４がブリッジ接続された構成である。昇圧部１４０は、昇圧機能を有しており、図２では、リアクトル１４１、スイッチング素子１４２、およびダイオード１４３から構成される一石昇圧チョッパ回路を例として挙げている。昇圧部１４０については、降圧機能を有した一石降圧チョッパ回路から構成される図示しない降圧部と置き換えてもよい。交流電源１１０は、例えば、商用電源である。なお、交流電源１１０については、電源部１００の外部、すなわち電力変換装置１の外部にあってもよい。以降についても同様とする。

[0012] 図３は、実施の形態１に係る電力変換装置１が備える電源部１００の構成例を示す第２の図である。図３の例では、電源部１００は、交流電源１１０と、リアクトル１２０と、整流昇圧部１５０と、を備える。整流昇圧部１５０は、図２に示す整流部１３０の機能および昇圧部１４０の機能を一体化した構成であり、４つのアクティブ素子であるスイッチング素子１５１～１５４を用いたブリッジレス回路の構成である。スイッチング素子１５１～１５４については、ディスクリート素子を４個用いて構成してもよいし、４個が同一のパッケージ内に実装されたモジュールを用いてもよい。

[0013] 図４は、実施の形態１に係る電力変換装置１が備える電源部１００の構成例を示す第３の図である。図４の例では、電源部１００は、３相の電源系統である交流電源１１０と、３相の各相に対応する３つのリアクトル１２０と、整流昇圧部１６０と、を備える。整流昇圧部１６０は、整流部の機能および昇圧部の機能を一体化した構成であり、６つのアクティブ素子であるスイッチング素子１６１～１６６を用いたコンバータ回路の構成である。スイッチング素子１６１～１６６については、ディスクリート素子を６個用いて構成してもよいし、６個が同一のパッケージ内に実装されたモジュールを用いてもよい。

[0014] 図２から図４に示す電源部１００で使用されるリアクトル１２０については、用途に応じて、無方向性電磁鋼板材料、ダスト系材料、フェライト系材

料などのコアが使い分けされる。主にこれらのコア材料は、リアクトル１２０の損失の観点から、電力変換装置１の電源部１００が備えるスイッチング素子の駆動周波数によって使い分けされることが多い。領域としては、低周波領域から順に、無方向性電磁鋼板材料、ダスト系材料、フェライト系材料となる。また、単位体積当たりの単価でいうと、安い方から、無方向性電磁鋼板材料、ダスト系材料、フェライト系材料の順となる。

[0015] 一般的に、電源部１００において、リアクトル１２０のサイズ割合は大きい。そのため、電力変換装置１において、電源部１００を小型化するためには、リアクトル１２０を小型化する必要がある。リアクトル１２０を小型化するためには、電力変換装置１をＰＷＭ駆動し、駆動周波数を高周波化する必要がある。電力変換装置１をＰＷＭ駆動する際の駆動周波数を高周波化することで、リアクトル１２０の容量を低減できることから、リアクトル１２０の体積を低減することができる。ここで、電力変換装置１の駆動周波数の過度な高周波化は、発熱密度を上げることになり、装置の熱破壊が懸念される。そのため、電力変換装置１の駆動周波数の高周波化には適切な駆動周波数を設定した上で、低損失および低発熱となるリアクトル１２０の構造を適用する必要がある。

[0016] また、電力変換装置１で異常が発生してＰＷＭ駆動が停止して非ＰＷＭ駆動になると、電力変換装置１では、リアクトル１２０および平滑部２００が備えるコンデンサによる自由共振の波形が形成される。非ＰＷＭ駆動とは、電力変換装置１において、図２から図４に示すスイッチング素子に並列に接続されたダイオードに電流が流れるような駆動状態である。高周波の駆動周波数によるＰＷＭ駆動を前提としたリアクトル１２０の容量では、非ＰＷＭ駆動時に電流が急増し、電力変換装置１において、電源部１００で使用される素子の損傷が懸念される。

[0017] 本実施の形態において、電力変換装置１は、非ＰＷＭ駆動時を考慮した容量のリアクトル１２０を備えつつ、リアクトル１２０の損失およびリアクトル１２０の体積のトレードオフを改善可能な構成である。電力変換装置１は

、図２から図４に示すように、ＰＷＭ駆動可能なスイッチング素子を有し、交流電力を直流電力に変換する整流昇圧部と、交流電力を供給する交流電源１１０と直流電力を平滑化する平滑部２００との間に配置されるリアクトル１２０と、を備える電源部１００を備える。電力変換装置１では、スイッチング素子に並列接続されたダイオードに電流が流れる非ＰＷＭ駆動時にリアクトル１２０に流れるリアクトルピーク電流および電源部１００の力率からリアクトル１２０の容量が設定される。また、電力変換装置１において、整流昇圧部が備えるスイッチング素子の駆動周波数は、リアクトル１２０の磁気特性から設定される。

[0018] まず、リアクトル１２０に流れる電流、電源部１００の力率などを用いつつ、非ＰＷＭ駆動時を考慮したリアクトル１２０の容量Ｌについて説明する。電力変換装置１では、装置異常時など、非ＰＷＭ駆動が発生した場合はリアクトル１２０の容量で部品通流電流が決まる。リアクトル１２０の容量が小さい場合、電力変換装置１で高力率制御が破綻した際、すなわちＰＷＭ制御から非ＰＷＭ制御になった際、電力変換装置１の内部では、通流電流の増加幅が大きく、発熱が増加し、何も対策をしないような状況では電源部１００で使用される素子が損傷するおそれがある。

[0019] 図２から図４で示される電源部１００を小型化したい場合、一般的にリアクトル１２０のサイズ割合が大きいので、リアクトル１２０を小型化できれば大きな効果が得られる。リアクトル１２０を小型化するためには、整流昇圧部が備えるスイッチング素子の駆動周波数を高周波化するのがよく、ＰＷＭ駆動のように、スイッチング素子を数百Ｈｚから数百ｋＨｚでオンオフさせる動作を行うことが一般的である。

[0020] ここで、電力変換装置１の動作中にスイッチング素子のオンオフを制御する図示しない制御部で不具合が発生した場合、スイッチング素子のＰＷＭ駆動を担う制御部が停止してしまう。このような場合、電力変換装置１は、スイッチング素子による電流制御ができなくなるため、非ＰＷＭ駆動となり、リアクトル１２０の容量、および平滑部２００が備えるコンデンサの容量で

決まる自由共振波形が発生する。平滑部２００が備えるコンデンサの容量が十分に大きい場合、リアクトル１２０の容量に応じて自由共振波形のピークが変化する。

[0021] 図５は、一般的な電力変換装置において単相交流電圧が入力されるときのリアクトルの容量によるリアクトル電流の違いを示す図である。図５において、図５（ａ）はリアクトルの容量が１０００μＨのとき、図５（ｂ）はリアクトルの容量が１００μＨのときの状態を示している。図５（ａ）および図５（ｂ）ともに、上図は一般的な電力変換装置への入力電圧を示し、下図はリアクトルに流れる電流を示している。図６は、一般的な電力変換装置において三相交流電圧が入力されるときのリアクトルの容量によるリアクトル電流の違いを示す図である。図６において、図６（ａ）はリアクトルの容量が１０００μＨのとき、図６（ｂ）はリアクトルの容量が１００μＨのときの状態を示している。図６（ａ）および図６（ｂ）ともに、上図は一般的な電力変換装置のＵ相への入力電圧を示し、下図はＵ相のリアクトルに流れる電流を示している。図５および図６に示すように、リアクトルの容量が小さくなると非ＰＷＭ駆動時の波形ピークが大きくなる傾向にある。リアクトルの小型化のためにはリアクトルの容量の低減は必然となるため、図５および図６に示すような傾向を認識しておく必要がある。

[0022] また、電力変換装置１は、非ＰＷＭ駆動が発生した場合、出力電圧の制御および入力電流の高力率制御ができなくなる。負荷部３００がモータ負荷およびモータ負荷を駆動するインバータなどの場合、負荷部３００は定電力負荷となるため、電力変換装置１の電源部１００では、出力電圧の低下および無効電流の増加によって、非ＰＷＭ駆動時ではＰＷＭ駆動時と比較して回路電流が増加する。電力変換装置１においてＰＷＭ駆動時から非ＰＷＭ駆動時になった場合にリアクトル１２０に流れるリアクトルピーク電流の増加量ΔＩ$_{peak}$は式（１）で示される。

[0023] [数1]

$$\Delta I_{peak} = \sqrt{2} \cdot \left(\frac{P_{max}(2 - pf)}{V_{ac_peak}} - \frac{P_{max}}{V_{ref}} \right) \quad \cdots (1)$$

[0024] 式（１）において、P_{max}は電源部１００の最大出力電力であり、V_{ref}は整流昇圧部に並列に接続される平滑部２００にかかる直流電圧であり、ｐｆは電源部１００の総合力率であり、V_{ac_peak}は交流電力を供給する交流電源１１０からの入力電圧のピーク値である。交流電源１１０が三相交流の場合は線間電圧のピーク値がV_{ac_peak}となる。また、リアクトル１２０の容量Ｌと電源部１００の総合力率ｐｆとの関係は式（２）で示される。

[0025] [数2]

$$L = a_1 \cdot pf^{a_2} \quad \cdots(2)$$

[0026] 式（２）において、a_1は規定された正の実数の第１の係数であり、a_2は規定された正の実数の第２の係数である。a_1およびa_2は、電力変換装置１の非ＰＷＭ駆動時のリアクトル１２０の容量Ｌと電源部１００の総合力率ｐｆとの関係性から求まる係数である。a_1およびa_2は、交流電源１１０からの入力電圧、負荷部３００の負荷電力などに応じて変わるため、設計段階などにおいて、電力変換装置１の実動作のワースト条件に合わせてあらかじめ解析を行って求めておくことが望ましい。電力変換装置１において、電源部１００の回路電流の増加は、電源部１００で使用される素子の損失を増加させ、発熱を上昇させる。ＰＷＭ駆動での高力率制御を前提としたリアクトル１２０の容量Ｌの設定では、電力変換装置１で不具合、すなわち非ＰＷＭ駆動が発生した場合、非ＰＷＭ駆動時の異常発熱を誘発する。そのため、式（１）を変形して式（２）と合成した式（３）を満たすようにリアクトル１２０の容量Ｌを設定することで、電力変換装置１で不具合が発生した時の異常発熱をも考慮したリアクトル１２０の容量Ｌにすることができる。

[0027] [数3]

$$L \geq a_1 \cdot \left(2 - \frac{V_{ac_peak}}{P_{max}}\left(\frac{\Delta I_{peak}}{\sqrt{2}} + \frac{P_{max}}{V_{ref}}\right)\right)^{a_2} \quad \cdots(3)$$

[0028] このように、電力変換装置１において、同一動作条件下におけるＰＷＭ駆動時のリアクトル電流ピーク値と非ＰＷＭ駆動時のリアクトル電流ピーク値との変化量をΔI_{peak}とし、交流電力を供給する交流電源１１０からの入力

電圧のピーク値をV_{ac_peak}とし、電源部１００の最大出力電力をP_{max}とし、整流昇圧部に並列に接続される平滑部２００にかかる直流電圧をV_{ref}とし、a_1を規定された正の実数の第１の係数とし、a_2を規定された正の実数の第２の係数とすると、リアクトル１２０の容量Ｌは、ΔI_{peak}、V_{ac_peak}、P_{max}、V_{ref}、a_1、およびa_2を用いて設定される。具体的には、リアクトル１２０の容量Ｌは、前述の式（３）を満たす。

[0029] これにより、電力変換装置１は、意図せずにＰＷＭ駆動から非ＰＷＭ駆動へ切り替わった場合でも、式（３）を満たすリアクトル１２０の容量Ｌを用いることで、電源部１００の素子の損傷を防ぐことができる。なお、電力変換装置１は、意図的にＰＷＭ駆動から非ＰＷＭ駆動へ切り替わった場合でも、式（３）を満たすリアクトル１２０の容量Ｌを用いることで、電源部１００の素子の損傷を防ぐことができる。

[0030] つぎに、最大定格電流二乗時間積γを用いつつ、非ＰＷＭ駆動時を考慮したリアクトル１２０の容量Ｌについて説明する。前述のように、図２から図４で示される電源部１００を小型化したい場合、一般的にリアクトル１２０のサイズ割合が大きいので、リアクトル１２０を小型化できれば大きな効果が得られる。リアクトル１２０を小型化するためには、整流昇圧部が備えるスイッチング素子の駆動周波数を高周波化するのがよく、ＰＷＭ駆動のように、スイッチング素子を数百Ｈｚから数百ｋＨｚでオンオフさせる動作を行うことが一般的である。

[0031] しかしながら、平滑部２００が備えるコンデンサからスイッチング素子のオンオフを制御する図示しない制御部に制御用の電源が供給されている場合、電力変換装置１は、起動時、急停止からの復帰時などでは制御部に電源が供給されていないため、非ＰＷＭ駆動から動作が開始する。このような場合、電力変換装置１では、平滑部２００が備えるコンデンサを充電する際にＬＣ回路として突入電流が流れる。突入電流は、電源部１００を構成する整流部１３０のダイオード１３１～１３４、整流昇圧部１５０のスイッチング素子１５１～１５４がＩＧＢＴの場合にはスイッチング素子１５１～１５４に

並列接続されたダイオード、整流昇圧部１６０のスイッチング素子１６１～１６６がＩＧＢＴの場合にはスイッチング素子１６１～１６６に並列接続されたダイオードなどを通流する。

[0032] これらの素子の通流限界は、非ＰＷＭ駆動時に電源部１００に流れる電流に基づく最大定格電流二乗時間積γ［Ａ^2・ｓ］で決められている。回路定数と最大定格電流二乗時間積γとの関係からリアクトル１２０の容量Ｌを導出すると、式（４）となる。

[0033] [数4]

$$L \geq \frac{C}{\left(\frac{a\gamma \cdot P_m}{C \cdot V_{ac}^3}\right)^2} \quad \cdots(4)$$

[0034] 式（４）において、γは非ＰＷＭ駆動時に電源部１００に流れる電流に基づく最大定格電流二乗時間積であり、Ｌはリアクトル１２０の容量であり、Ｃは整流昇圧部に並列に接続される平滑部２００であるコンデンサの容量であり、P_mは電源部１００の定格出力電力であり、V_{ac}は交流電力を供給する交流電源１１０からの入力電圧であり、ａはディレイティング定数である。ディレイティング定数のａは、最大定格電流二乗時間積γに余裕度を設けるものである。実際にはリアクトル１２０の容量Ｌ、コンデンサの容量Ｃなどにもバラつきがあり、配線、その他の寄生容量などを考慮すると、ａ＝１では素子損傷が発生する閾値にリアクトル１２０の容量Ｌを設定することとなり、素子の損傷のリスクが高くなる。そのため、ａ＝０．７に設定することで、素子損傷防止への対応とする。

[0035] このように、電源部１００において、非ＰＷＭ駆動時に電源部１００に流れる電流に基づく最大定格電流二乗時間積をγとし、整流昇圧部に並列に接続される平滑部２００であるコンデンサの容量をＣとし、電源部１００の定格出力電力をP_mとし、交流電力を供給する交流電源１１０からの入力電圧をV_{ac}とし、ディレイティング定数をａとすると、リアクトル１２０の容量Ｌは、γ、Ｃ、P_m、V_{ac}、およびａを用いて設定される。具体的には、リアクトル１２０の容量Ｌは式（４）を満たす。

[0036] これにより、電力変換装置１は、式（４）を満たすリアクトル１２０の容量Ｌとすることで、非ＰＷＭ駆動時においても電源部１００の素子の損傷を防ぐことが可能となる。

[0037] つぎに、リアクトル１２０の損失を考慮した、電源部１００が備えるスイッチング素子の駆動周波数ｆ$_{sw}$の下限設定について説明する。前述のように、図２から図４で示される電源部１００を小型化したい場合、一般的にリアクトル１２０のサイズ割合が大きいので、リアクトル１２０を小型化できれば大きな効果が得られる。リアクトル１２０を小型化するためには、整流昇圧部が備えるスイッチング素子の駆動周波数ｆ$_{sw}$を高周波化するのがよく、ＰＷＭ駆動のように、スイッチング素子を数百Ｈｚから数百ｋＨｚでオンオフさせる動作を行うことが一般的である。

[0038] しかしながら、リアクトル１２０を小型化するに当たっては、損失密度を下げないとリアクトル１２０の許容発熱を超えて損傷を招くため、低損失化が重要となる。リアクトル１２０の損失には、鉄損Ｐ＿ｆｅおよび銅損Ｐ＿ｃｕがある。鉄損Ｐ＿ｆｅはリアクトル１２０のコアで発生する損失であり、銅損Ｐ＿ｃｕはリアクトル１２０の巻線で発生する損失である。鉄損Ｐ＿ｆｅは、シュタインメッツ式から式（５）で示される。

[0039] [数5]

$$P_fe = k_1 \cdot B_m^{a} \cdot {f_{sw}}^{b} \quad \cdots (5)$$

[0040] 式（５）において、Ｂ$_m$はリアクトル１２０の最大磁束密度であり、ｆ$_{sw}$はスイッチング素子の駆動周波数であり、ｋ$_1$，ａ，ｂは定数である。なお、一般的なコア材料では、ａ＞ｂとなる。Ｂ$_m$は、リアクトル１２０の容量Ｌと電流リプル幅との関係から式（６）で表される。

[0041] [数6]

$$B_m = \frac{1}{2} \cdot \frac{L \cdot \Delta i}{N \cdot A_e} \quad \cdots (6)$$

[0042] 式（６）において、Ｂ$_m$はリアクトル１２０の最大磁束密度であり、Ｌはリアクトル１２０の容量であり、Δｉはリアクトル１２０のでの電流リプル幅

であり、Ｎはリアクトル１２０の巻線の巻回数であり、A_eはリアクトル１２０の断面積である。式（５）および式（６）から、リアクトル１２０の鉄損Ｐ＿ｆｅは、スイッチング素子の駆動周波数f_{sw}よりも電流リプル幅Δｉに対する感度が高いことが分かる。また、銅損Ｐ＿ｃｕは、電流実効値および巻線の抵抗値から式（７）で示される。

[0043] [数7]

$$P_cu = R_{dc} \cdot I_{dc}^2 + R_{ac_f} \cdot I_{ac}^2 \quad \cdots (7)$$

[0044] 式（７）において、R_{dc}はリアクトル１２０の巻線抵抗の直流成分であり、I_{dc}はリアクトル１２０に流れる電流の直流成分であり、R_{ac_f}はリアクトル１２０の巻線抵抗の交流成分であり、I_{ac}はリアクトル１２０に流れる電流の交流成分である。

[0045] 図７は、実施の形態１に係る電力変換装置１のリアクトル１２０に流れるリアクトル電流の電流波形およびリアクトル電流のＦＦＴ解析結果の例を示す図である。図７において、上図はリアクトル１２０に流れるリアクトル電流の電流波形であり、横軸は時間を示し、縦軸は電流を示す。また、図７において、下図は上図に示すリアクトル１２０の電流波形のＦＦＴ解析結果であり、横軸は周波数を示し、縦軸は電流を示す。R_{dc}は図７に示す巻線抵抗の直流成分に相当し、I_{dc}は図７に示す電流ＦＦＴの系統周波数成分に相当し、R_{ac_f}は図７に示す巻線抵抗の交流成分に相当し、I_{ac}は図７に示す電流ＦＦＴのキャリア周波数成分に相当する。図７の下図に示すように、スイッチング素子がＰＷＭ駆動している場合、リアクトル１２０に流れる電流の周波数成分は、系統周波数成分、およびキャリア周波数成分が主となる。系統周波数成分は、交流電源１１０から供給される交流電圧に基づくものであり、リアクトル１２０の巻線抵抗の直流成分によって計算される。キャリア周波数成分は、スイッチング素子がＰＷＭ駆動する際に使用されるキャリア信号に基づくものであり、リアクトル１２０の巻線抵抗の交流成分によって計算される。交流成分の電流I_{ac}は、三角波形状のリプル成分が主となるため、式（８）で表すことができる。

[0046] [数8]

$$I_{ac} = \frac{\Delta i}{2\sqrt{2}} \quad \cdots (8)$$

[0047] 式（７）および式（８）から、リアクトル１２０の銅損Ｐ＿ｃｕも、リアクトル１２０の鉄損Ｐ＿ｆｅと同様、スイッチング素子の駆動周波数f_{sw}よりも電流リプル幅Δｉに対する感度が高いことが分かる。電流リプル幅Δｉとスイッチング素子の駆動周波数f_{sw}との関係式を式（９）に示す。

[0048] [数9]

$$\Delta i_{fn} = \frac{V_L \cdot D}{L} \cdot \frac{1}{f_{swn}} \quad \cdots (9)$$

[0049] 式（９）において、Δi_{fn}はスイッチング素子が第ｎの駆動周波数f_{swn}でＰＷＭ駆動時のリアクトル１２０での電流リプル幅であり、V_Lはリアクトル１２０の印可電圧であり、Ｄはスイッチング素子をＰＷＭ駆動しているときのデューティ比であり、Ｌはリアクトル１２０の容量である。式（９）から、リアクトル１２０の損失の観点では、スイッチング素子の駆動周波数f_{sw}を高くするほど損失を低減できることが分かる。ただし、スイッチング素子の駆動周波数f_{sw}の増加は、スイッチング素子の損失増加を招く。電流リプル幅Δｉとスイッチング素子の駆動周波数f_{sw}との関係は、図８に示すように反比例になることが分かっている。図８は、実施の形態１に係る電力変換装置１が備える電源部１００のスイッチング素子の駆動周波数f_{sw}とリアクトル１２０の電流リプル幅Δｉとの関係の例を示す図である。図８において、横軸はスイッチング素子の駆動周波数f_{sw}を示し、縦軸はリアクトル１２０の電流リプル幅Δｉを示している。図８に示すように、スイッチング素子の駆動周波数f_{sw}を上げていくと、電流リプル幅Δｉへの感度が低下する。つまり、適切な駆動周波数f_{sw}を上限において、電力変換装置１を駆動することが大事である。式（１０）に、駆動周波数f_{sw}の変化幅に対する電流リプル幅Δｉの変化幅の比を示す。

[0050]

[数10]

$$X * 100[\%] = \frac{\Delta i_{f2} - \Delta i_{f1}}{\Delta i_{f2}} \quad \cdots (10)$$

[0051] 式（１０）において、Δｉ$_{f1}$は第１の駆動周波数ｆ$_{sw1}$での電流リプル幅であり、Δｉ$_{f2}$は第１の駆動周波数ｆ$_{sw1}$から１つ高い第２の駆動周波数ｆ$_{sw2}$での電流リプル幅である。Ｘ［％］はスイッチング素子の駆動周波数ｆ$_{sw}$がｆ$_{sw1}$からｆ$_{sw2}$に変化したときの電流リプル幅Δｉの変化幅の比率である。実験的に、式（１０）の左辺のＸ＊１００で示される比率が１０％以下であれば、リアクトル１２０の損失に大きな変化はない。このような点をふまえてスイッチング素子の駆動周波数ｆ$_{sw}$を決定することで、スイッチング素子の損失増加およびリアクトル１２０の損失低減効果の最適ポイントで電力変換装置１を動作させることができる。

[0052] このように、電力変換装置１では、ｎを正の整数としてスイッチング素子がＰＷＭ駆動時の第ｎの駆動周波数をｆ$_{swn}$とし、リアクトル１２０の印加電圧をV_Lとし、スイッチング素子がＰＷＭ駆動時のデューティ比をＤとし、リアクトル１２０の容量をＬとすると、スイッチング素子が第ｎの駆動周波数ｆ$_{swn}$でＰＷＭ駆動時のリアクトル１２０での電流リプル幅のΔｉ$_{fn}$が式（９）で演算される。また、電力変換装置１では、スイッチング素子の駆動周波数ｆ$_{sw}$が第１の駆動周波数ｆ$_{sw1}$から第２の駆動周波数ｆ$_{sw2}$に変化したときのリアクトル１２０での電流リプル幅Δｉの変化の比率のＸが式（１０）から演算されるときに、Ｘが規定された範囲内になるようにスイッチング素子のＰＷＭ駆動時の駆動周波数ｆ$_{sw}$が設定される。例えば、前述のように、Ｘ＊１００で示される比率が１０％以下になるように、スイッチング素子のＰＷＭ駆動時の駆動周波数ｆ$_{sw}$が設定される。

[0053] これにより、電力変換装置１では、式（９）および式（１０）を満たすように、スイッチング素子のＰＷＭ駆動時の駆動周波数ｆ$_{sw}$の下限が設定される。

[0054] また、電力変換装置１では、リアクトル１２０で発生する損失について鉄

損Ｐ＿ｆｅの方が銅損Ｐ＿ｃｕよりも大きくなるように、スイッチング素子のＰＷＭ駆動時の駆動周波数f_{sw}が設定されることとする。一般的に、リアクトル１２０で使用される電磁鋼板コアのコアロスは、温度が高い方が低いので、このような温度特性に基づいて損失増加を抑制することができる。鉄損は、渦電流を含めると、リプル幅≒スイッチング素子の駆動周波数となる。また、銅損は、I^2Rの計算式からリプル幅が支配的になる。すなわち、スイッチング素子の駆動周波数が高いほど、鉄損Ｐ＿ｆｅの方が銅損Ｐ＿ｃｕよりも大きくなる。

[0055] つぎに、リアクトル１２０の磁気特性を考慮した、電源部１００が備えるスイッチング素子の駆動周波数f_{sw}の上限設定について説明する。前述のように、図２から図４で示される電源部１００を小型化したい場合、一般的にリアクトル１２０のサイズ割合が大きいので、リアクトル１２０を小型化できれば大きな効果が得られる。リアクトル１２０を小型化するためには、整流昇圧部が備えるスイッチング素子の駆動周波数f_{sw}を高周波化するのがよく、ＰＷＭ駆動のように、スイッチング素子を数百Ｈｚから数百ｋＨｚでオンオフさせる動作を行うことが一般的である。

[0056] しかしながら、リアクトル１２０を小型化するに当たっては、損失密度を下げないとリアクトル１２０の許容発熱を超えて損傷を招くため、低損失化が重要となる。ここで、リアクトル１２０のコア材が薄い鋼板を重ね合わせた構成である無方向性電磁鋼板材料の場合、スイッチング素子の駆動周波数f_{sw}が高くなると、各鋼板に高周波磁束が発生し、表皮効果を発生させる。表皮効果は、導体に磁束が発生する際に、磁束の密度が導体の表面で高く、表面から内部にいくごとに磁束の密度が低くなる現象のことである。スイッチング素子の駆動周波数f_{sw}が高くなるほど磁束が表面に集中するので、導体の交流抵抗は高くなる。この表皮深さｔは、式（１１）で示される。

[0057] [数11]

$$t = \sqrt{\frac{\rho}{\mu \cdot \pi f_{sw}}} \quad \cdots (11)$$

[0058] 式（１１）において、ρは鋼板の抵抗率であり、μは鋼板の透磁率であり、ｆ$_{sw}$はスイッチング素子の駆動周波数である。鋼板の厚さに対して表皮深さが小さい場合、鋼板の厚さのうち、表皮深さ分しか有効活用できていないことになる。したがって、交流抵抗成分が増加し、鉄損Ｐ＿ｆｅが増加する。また、表皮深さが極端に小さいと磁路を形成できなくなり、リアクトル１２０が空芯状態になる。このような状態になると、リアクトル１２０が所望の磁気特性を持つことができないため、電力変換装置１が動作異常を起こすことになる。以上から、電力変換装置１では、鋼板の厚さに対して表皮深さが大きくなるようなスイッチング素子の駆動周波数ｆ$_{sw}$にしておく必要がある。式（１１）をスイッチング素子の駆動周波数ｆ$_{sw}$の式に変形したものを式（１２）に示す。

[0059] [数12]

$$f_{sw} \leq \frac{\rho}{\mu \cdot \pi \cdot t^2} \quad \cdots(12)$$

[0060] このように、電力変換装置１では、リアクトル１２０のコアの抵抗率をρとし、リアクトル１２０のコアの透磁率をμとし、リアクトル１２０のコアに無方向性電磁鋼板が用いられたときの無方向性電磁鋼板の厚さをｔとすると、スイッチング素子のＰＷＭ駆動時の駆動周波数ｆ$_{sw}$は式（１２）を満たすように設定される。

[0061] これにより、電力変換装置１では、式（１２）を満たすように、スイッチング素子のＰＷＭ駆動時の駆動周波数ｆ$_{sw}$の上限が設定される。

[0062] ここで、具体的な計算例を示す。リアクトル１２０のコア材として、厚さ０．３５ｍｍで抵抗率５７＊１０$^{-8}$Ω・ｍの無方向性電磁鋼板を用いる。透磁率はリアクトル１２０に設けるエアギャップの大きさに応じて可変されるが、高周波リアクトルの用途としては、５０～１００程度になる。上記の条件で式（１２）の演算を行うと、式（１３）のようになる。式（１３）の結果から、スイッチング素子の駆動周波数ｆ$_{sw}$として、およそ１０ｋＨｚでの動作が適切である。式（１３）に示すスイッチング素子の駆動周波数ｆ$_{sw}$以

上の駆動周波数ｆ$_{sw}$では、リアクトル１２０の損失の悪化を伴い、リアクトル１２０の小型化による発熱密度を許容できない可能性があるためである。

[0063] [数13]

$$f_{sw} \leq \frac{57 \cdot 10^{-8}}{100 \cdot \pi \cdot 0.35^2} = 11.8[kHz] \quad \cdots (13)$$

[0064] 以上説明したように、本実施の形態によれば、電力変換装置１は、電源部１００として、ＰＷＭ駆動可能なスイッチング素子を有する整流昇圧部と、リアクトル１２０と、を備える。電力変換装置１では、スイッチング素子に並列接続されたダイオードに電流が流れる非ＰＷＭ駆動時にリアクトル１２０に流れるリアクトルピーク電流および電力変換装置１の力率からリアクトル１２０の容量Ｌが設定される。また、電力変換装置１では、整流昇圧部が備えるスイッチング素子の駆動周波数ｆ$_{sw}$は、リアクトル１２０の磁気特性から設定される。これにより、電力変換装置１は、ＰＷＭ駆動可能なスイッチング素子がＰＷＭ駆動を行っていない状態において、電力変換で使用される素子の損傷を防止可能である。

[0065] 実施の形態２.

実施の形態２では、リアクトル１２０の構造の制約について説明する。なお、実施の形態２において、電力変換装置１の構成は、図１から図４に示す電力変換装置１の構成と同様である。

[0066] 図９は、実施の形態２に係る電力変換装置１で使用されるリアクトル１２０の構造を模式的に示す第１の図である。実施の形態１で説明したように、電力変換装置１の小型化には、スイッチング素子の駆動周波数ｆ$_{sw}$の高周波化が有効であるが、スイッチング素子の駆動周波数ｆ$_{sw}$の高周波化には、損失および発熱のトレードオフの関係が存在する。実施の形態２では、損失および発熱のトレードオフの関係を改善するため、リアクトル１２０のコア４０１の損失抑制およびコア４０１の発熱抑制が可能なリアクトル１２０の構造について説明する。

[0067] 図９に示すように、リアクトル１２０において、３脚で構成されるコア４

０１の形状は、例えば、ＥＥコア、ＥＩコアなどである。リアクトル１２０は、巻線４０２を中央脚に配置し、巻線４０２を囲むようにコア４０１が存在する外鉄型の構造である。また、リアクトル１２０のコア４０１のアスペクト比が、ａ＜ｂ＜ｃの順に大きくなることを条件とする。一般的に、コア４０１の窓を正面とした場合、ａは高さ、ｂは横幅、ｃは奥行となる。リアクトル１２０を図９に示すような構造にすることで、同一体積のリアクトル１２０と比較して、低損失で、放熱性を向上させることができる。言い換えると、リアクトル１２０を図９に示すような構造にすることで、同一実効断面積で巻線４０２のターン数を同一とする場合では、リアクトル１２０のサイズをより小型に構成することができる。リアクトル１２０の高さを最も低く、すなわち小さくする構成にすることで、リアクトル１２０は、最も放熱しにくいコア４０１の中心の熱を効率よく逃がすことができる。

[0068] さらに、図１０に示すように、コア４０１に放熱板４０３を実装することで、より放熱面積を稼ぐことが可能となり、リアクトル１２０の放熱性能を向上させることができる。図１０は、実施の形態２に係る電力変換装置１で使用されるリアクトル１２０の構造を模式的に示す第２の図である。図１０に示すリアクトル１２０は、図９に示すリアクトル１２０に対して、コア４０１に放熱板４０３を実装したものである。放熱板４０３は、金属プレートであって、コア４０１の台座である。図９および図１０に示すように、リアクトル１２０のコア４０１の形状を、幅＜奥行の順にする理由としては、同一実効断面積でのコア４０１の体積を小さくするためである。同一実効断面積を得るために幅の増加を行うと、同一の巻線４０２の占積率を維持するためにはコア４０１の外脚を外に拡大する必要があり、トータルのコア４０１の体積が増加してしまう。

[0069] 図１１は、比較例として同一高さのリアクトルで幅＜奥行にした場合と幅＞奥行にした場合において実効断面積を同じにしたときの体積の差を示す図である。同一の巻線占積率で考えると、コア外枠が大きくなるため、図１１に示すように、幅＜奥行とする方がより小型で低損失にリアクトルを構成す

ることができる。

[0070] このように、電力変換装置１において、リアクトル１２０は、３脚あるコア４０１の形状であり、巻線４０２がコア４０１の中央脚に存在し、巻線４０２を囲むようにコア４０１が存在し、コア窓を正面にした際のコア４０１のアスペクト比が、高さより横幅の方が大きく、横幅より奥行の方が大きい構造である。また、リアクトル１２０のコア４０１が放熱板４０３、すなわち台座である金属プレートに接しており、金属プレートが、電力変換装置１が適用される製品に接している。電力変換装置１が適用される製品とは、例えば、空気調和機などである。金属プレートである放熱板４０３が空気調和機の筐体のカバーなどに接するように配置されることで、リアクトル１２０は、より放熱効果を向上させることができる。

[0071] 実施の形態３.

図１２は、実施の形態３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３に係る冷凍サイクル適用機器９００は、実施の形態１で説明した電力変換装置１を備える。実施の形態３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。なお、図１２において、実施の形態１と同様の機能を有する構成要素には、実施の形態１と同一の符号を付している。なお、図１などでは、電力変換装置１が備える負荷部３００にモータが含まれる構成として考えていたが、図１２では、モータ９１６が圧縮機９１４に含まれる構成の都合上、モータ９１６を電力変換装置１の外部においている。

[0072] 冷凍サイクル適用機器９００は、圧縮機９１４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。

[0073] 圧縮機９１４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９１６とが設けられている。

[0074] 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。圧縮機構９０４は、可変速制御されるモータ９１６によって駆動される。

[0075] 暖房運転時には、実線矢印で示すように、冷媒が圧縮機構９０４で加圧されて送り出され、四方弁９０２、室内熱交換器９０６、膨張弁９０８、室外熱交換器９１０及び四方弁９０２を通って圧縮機構９０４に戻る。

[0076] 冷房運転時には、破線矢印で示すように、冷媒が圧縮機構９０４で加圧されて送り出され、四方弁９０２、室外熱交換器９１０、膨張弁９０８、室内熱交換器９０６及び四方弁９０２を通って圧縮機構９０４に戻る。

[0077] 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。

[0078] 以上の実施の形態に示した構成は、一例を示すものであり、別の公知の技術と組み合わせることも可能であるし、実施の形態同士を組み合わせることも可能であるし、要旨を逸脱しない範囲で、構成の一部を省略、変更することも可能である。

符号の説明

[0079] １　電力変換装置、１００　電源部、１１０　交流電源、１２０，１４１　リアクトル、１３０　整流部、１３１～１３４，１４３　ダイオード、１４０　昇圧部、１４２，１５１～１５４，１６１～１６６　スイッチング素子、１５０，１６０，１７０　整流昇圧部、２００　平滑部、３００　負荷部、４０１　コア、４０２　巻線、４０３　放熱板、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、９１４　圧縮機、９１６　モータ。

請求の範囲

[請求項1] Ｐｕｌｓｅ Ｗｉｄｔｈ Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ駆動可能なスイッチング素子を有し、交流電力を直流電力に変換する整流昇圧部と、

前記交流電力を供給する交流電源と前記直流電力を平滑化する平滑部との間に配置されるリアクトルと、

を備える電源部、

を備え、

前記スイッチング素子に並列接続されたダイオードに電流が流れる非Ｐｕｌｓｅ Ｗｉｄｔｈ Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ駆動時に前記リアクトルに流れるリアクトルピーク電流および前記電源部の力率から前記リアクトルの容量が設定され、

前記スイッチング素子の駆動周波数は前記リアクトルの磁気特性から設定される、

電力変換装置。

[請求項2] 同一動作条件下におけるＰｕｌｓｅ Ｗｉｄｔｈ Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ駆動時のリアクトル電流ピーク値と非Ｐｕｌｓｅ Ｗｉｄｔｈ Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ駆動時のリアクトル電流ピーク値との変化量をΔI_{peak}とし、前記交流電源からの入力電圧のピーク値をV_{ac_peak}とし、前記電源部の最大出力電力をP_{max}とし、前記平滑部にかかる直流電圧をV_{ref}とし、a_1を規定された正の実数の第１の係数とし、a_2を規定された正の実数の第２の係数とすると、前記リアクトルの容量Ｌは、前記ΔI_{peak}、前記V_{ac_peak}、前記P_{max}、前記V_{ref}、前記a_1、および前記a_2を用いて設定される、

請求項１に記載の電力変換装置。

[請求項3] 前記リアクトルの容量Ｌは以下の式を満たす、

請求項２に記載の電力変換装置。

[数1]

$$L \geq a_1 \cdot \left(2 - \frac{V_{ac_peak}}{P_{max}}\left(\frac{\Delta I_{peak}}{\sqrt{2}} + \frac{P_{max}}{V_{ref}}\right)\right)^{a_2}$$

[請求項4] 非Ｐｕｌｓｅ Ｗｉｄｔｈ Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ駆動時に前記電源部に流れる電流に基づく最大定格電流二乗時間積をγとし、前記平滑部の容量をＣとし、前記電源部の定格出力電力を$Ｐ_{ｍ}$とし、前記交流電源からの入力電圧を$Ｖ_{ａｃ}$とし、ディレイティング定数をａとすると、前記リアクトルの容量Ｌは、前記γ、前記Ｃ、前記$Ｐ_{ｍ}$、前記$Ｖ_{ａｃ}$、および前記ａを用いて設定される、

請求項１から３のいずれか１つに記載の電力変換装置。

[請求項5] 前記リアクトルの容量Ｌは以下の式を満たす、

請求項４に記載の電力変換装置。

[数2]

$$L \geq \frac{C}{\left(\frac{a\gamma \cdot P_m}{C \cdot V_{ac}^3}\right)^2}$$

[請求項6] ｎを正の整数として前記スイッチング素子がＰｕｌｓｅ Ｗｉｄｔｈ Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ駆動時の第ｎの駆動周波数を$ｆ_{ｓｗｎ}$とし、前記リアクトルの印加電圧を$Ｖ_{Ｌ}$とし、前記スイッチング素子がＰｕｌｓｅ Ｗｉｄｔｈ Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ駆動時のデューティ比をＤとし、前記リアクトルの容量をＬとすると、前記スイッチング素子が前記第ｎの駆動周波数でＰｕｌｓｅ Ｗｉｄｔｈ Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ駆動時の前記リアクトルでの電流リプル幅の$Δｉ_{ｆｎ}$が以下の式で演算され、

前記スイッチング素子の駆動周波数が第１の駆動周波数から第２の駆動周波数に変化したときの前記リアクトルでの電流リプル幅の変化の比率のＸが以下の式から演算されるときに、前記Ｘが規定された範囲内になるように前記スイッチング素子のＰｕｌｓｅ Ｗｉｄｔｈ Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ駆動時の駆動周波数が設定される、

請求項１から５のいずれか１つに記載の電力変換装置。

[数3]

$$\Delta i_{fn} = \frac{V_L \cdot D}{L} \cdot \frac{1}{f_{swn}}$$

[数4]

$$X * 100[\%] = \frac{\Delta i_{f2} - \Delta i_{f1}}{\Delta i_{f2}}$$

[請求項7] 前記リアクトルのコアの抵抗率をρとし、前記リアクトルのコアの透磁率をμとし、前記リアクトルのコアに無方向性電磁鋼板が用いられたときの前記無方向性電磁鋼板の厚さをｔとすると、前記スイッチング素子のＰｕｌｓｅ　Ｗｉｄｔｈ　Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ駆動時の駆動周波数は以下の式を満たすように設定される、

請求項１から６のいずれか１つに記載の電力変換装置。

[数5]

$$f_{sw} \leq \frac{\rho}{\mu \cdot \pi \cdot t^2}$$

[請求項8] 前記リアクトルは、３脚あるコアの形状であり、巻線が前記コアの中央脚に存在し、前記巻線を囲むように前記コアが存在し、コア窓を正面にした際の前記コアのアスペクト比が、高さより横幅の方が大きく、前記横幅より奥行の方が大きい構造である、

請求項１から７のいずれか１つに記載の電力変換装置。

[請求項9] 前記リアクトルの前記コアが台座である金属プレートに接しており、前記金属プレートが、前記電力変換装置が適用される製品に接している、

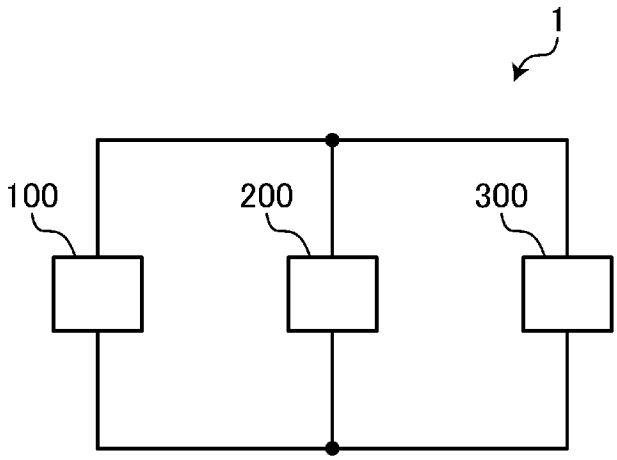
請求項８に記載の電力変換装置。

[請求項10] 前記リアクトルで発生する損失について鉄損の方が銅損よりも大きくなるように、前記スイッチング素子のＰｕｌｓｅ　Ｗｉｄｔｈ　Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ駆動時の駆動周波数が設定される、

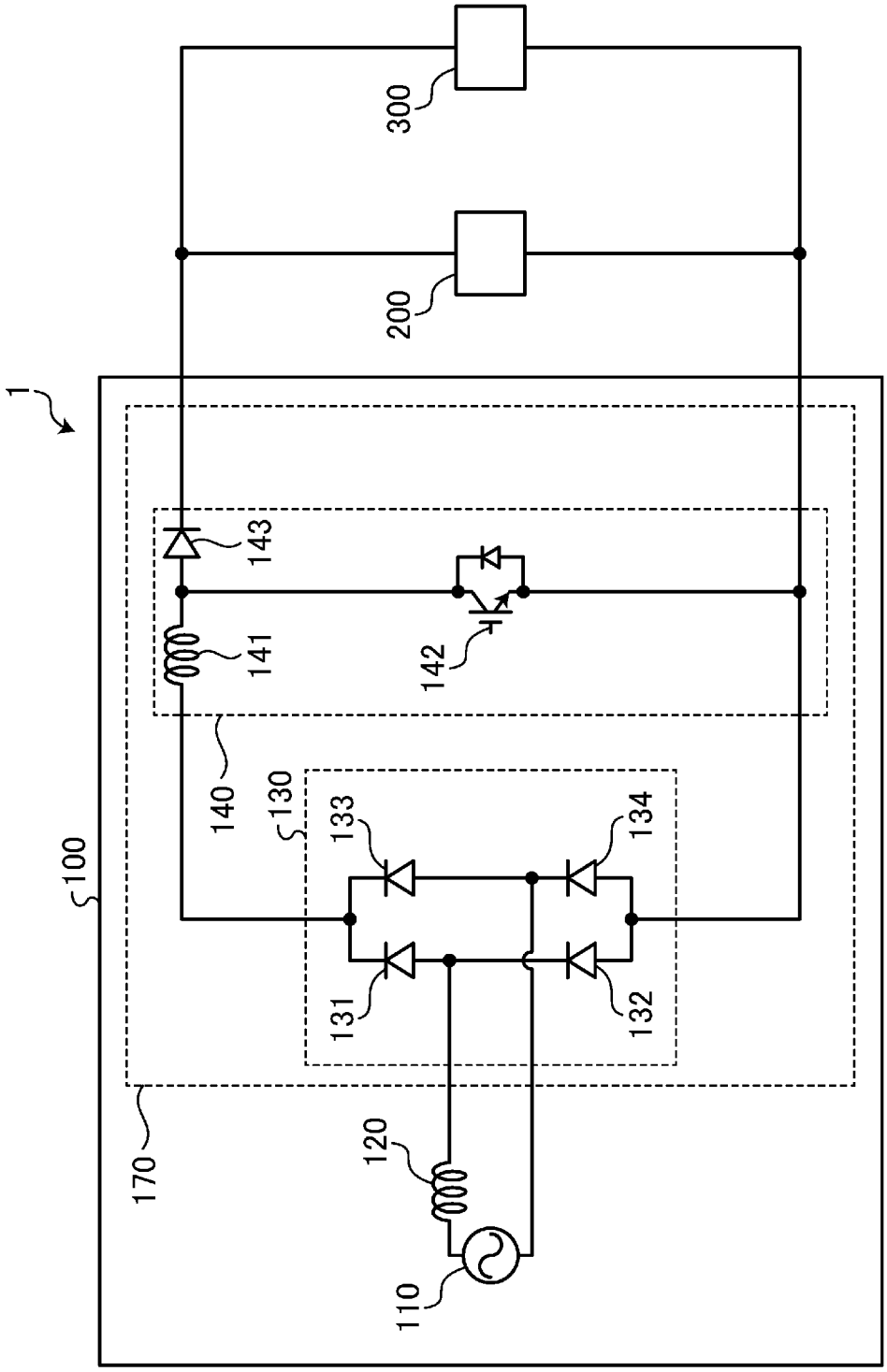
請求項１から９のいずれか１つに記載の電力変換装置。

[請求項11] 請求項１から１０のいずれか１つに記載の電力変換装置を備える冷凍サイクル適用機器。

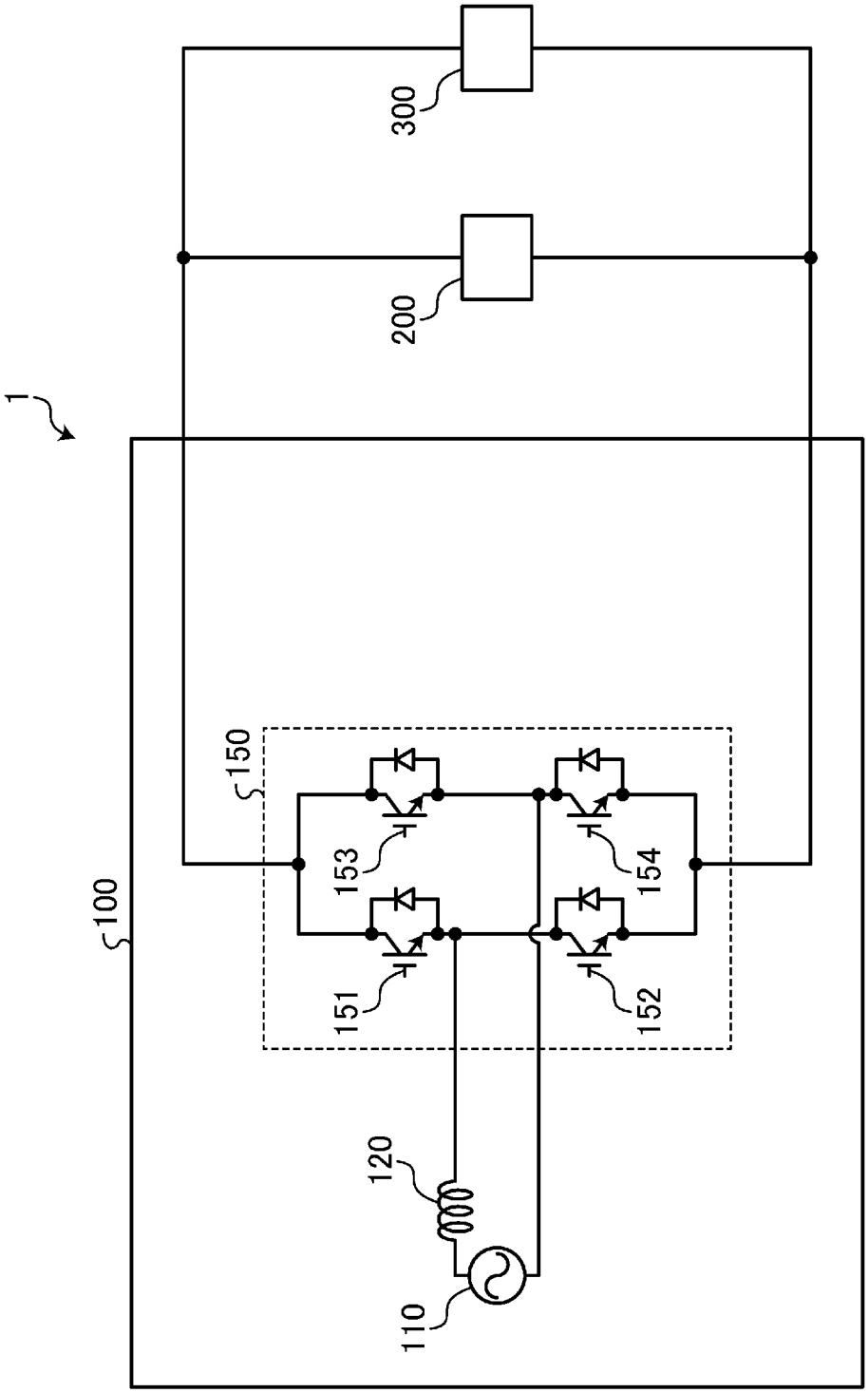
[図1]



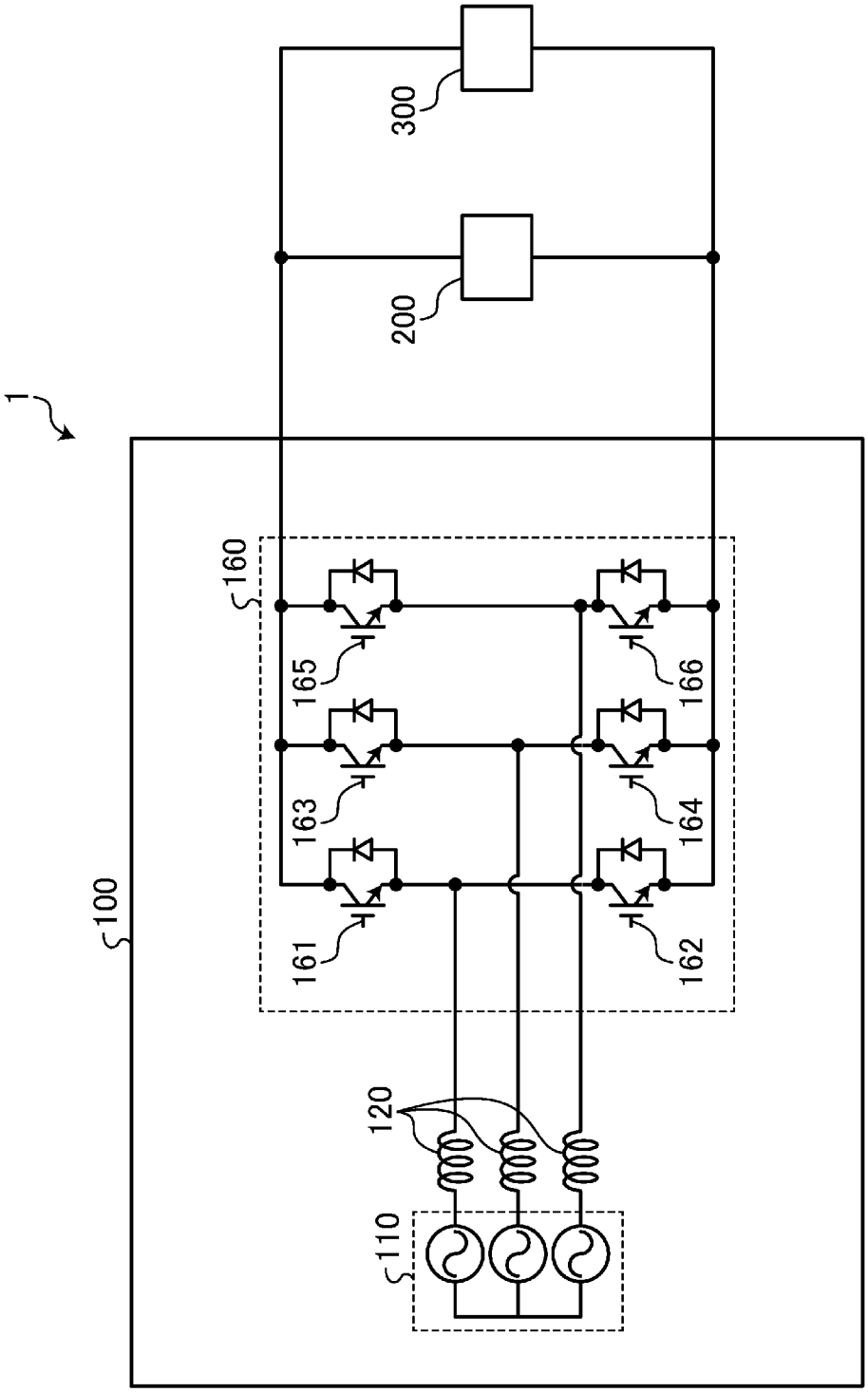
[図2]



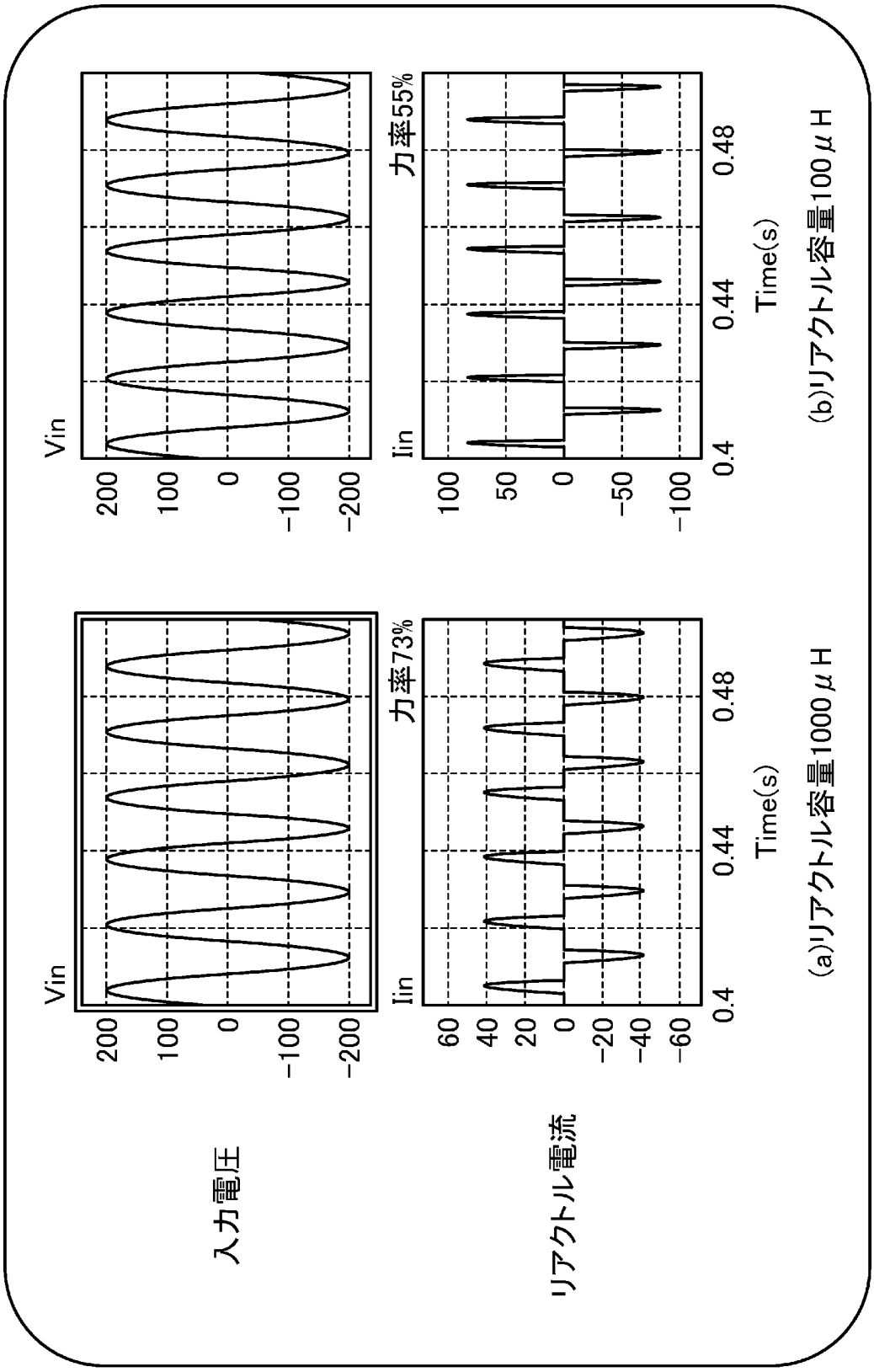
[図3]



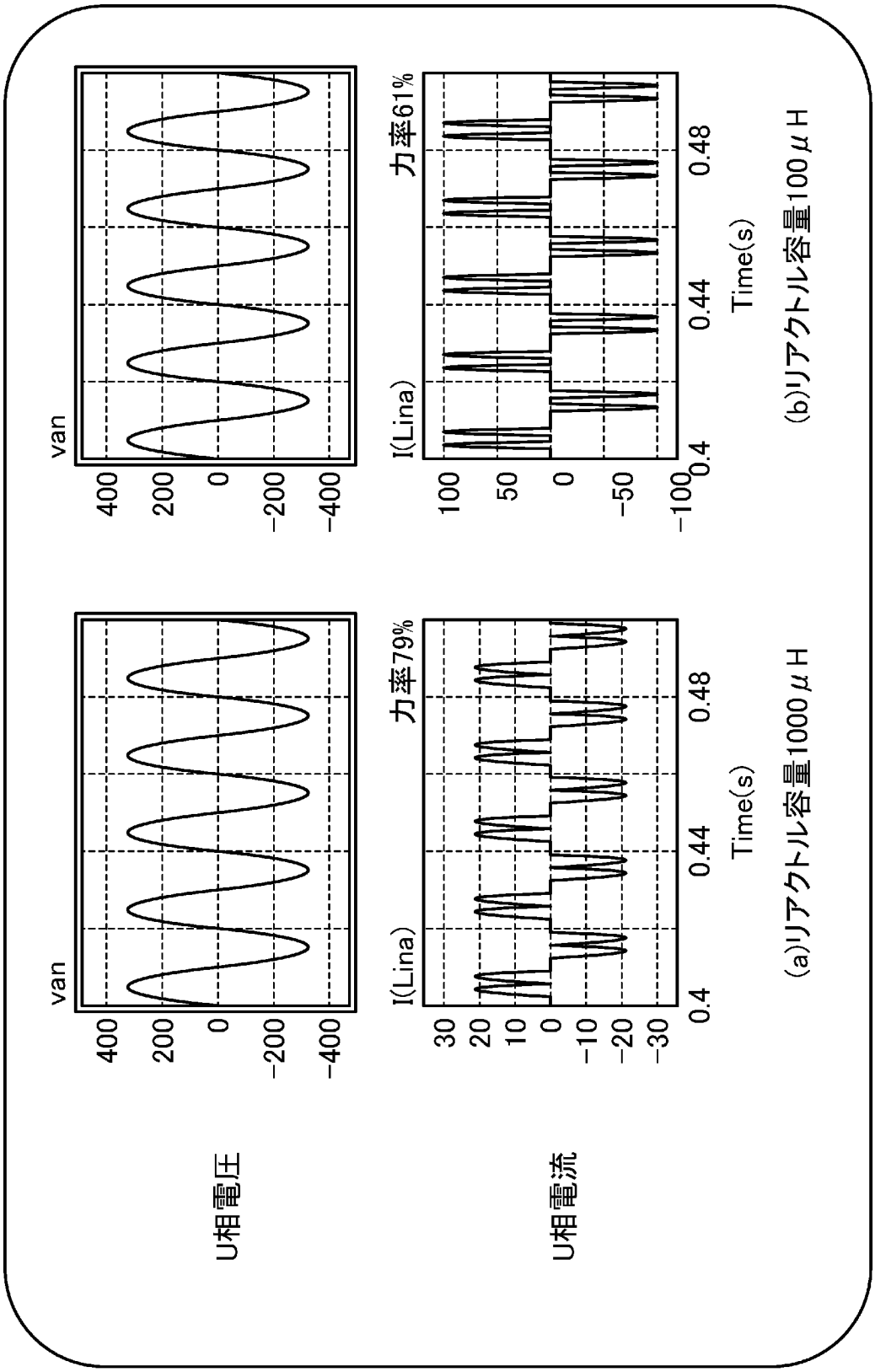
[図4]



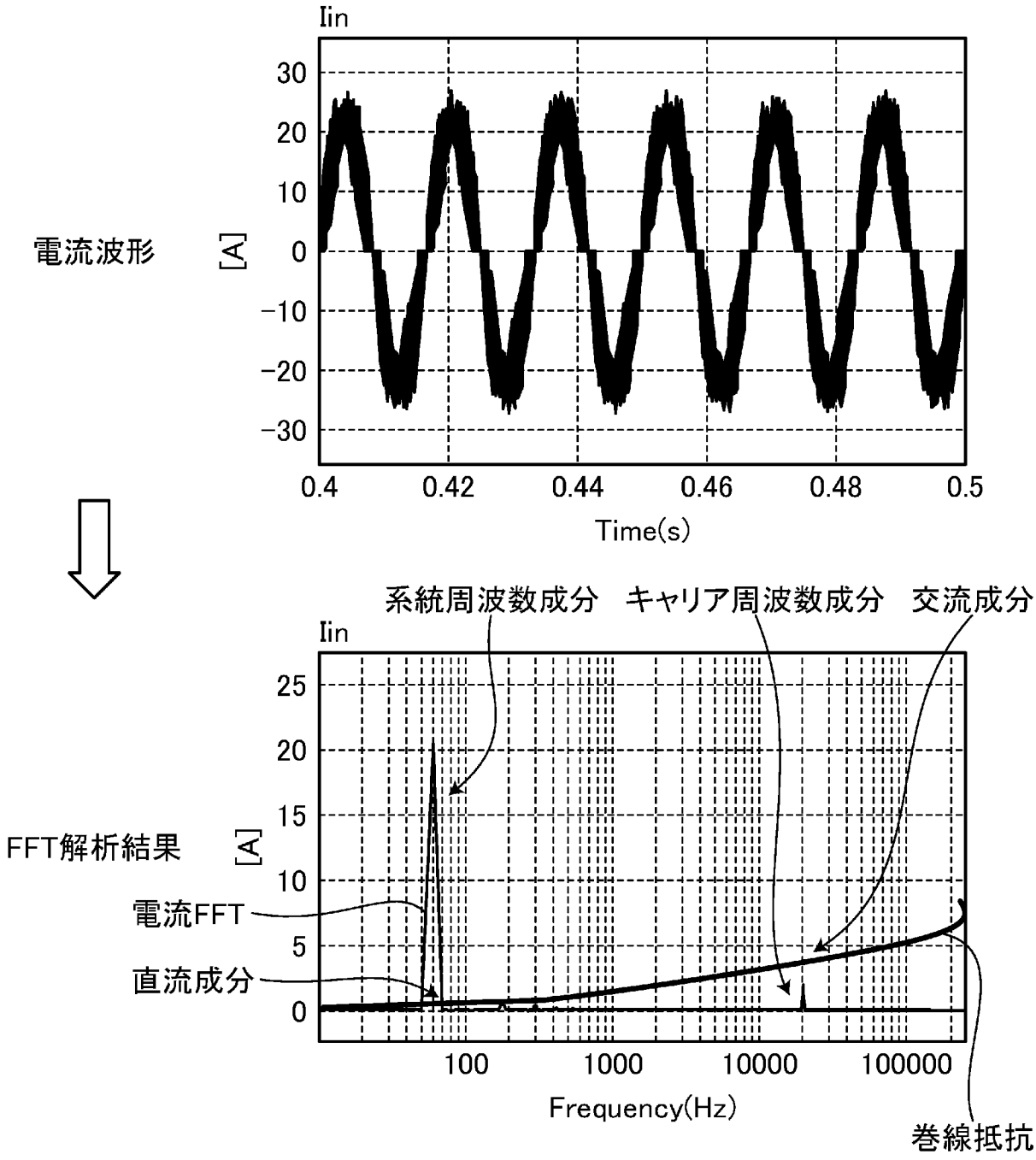
[図5]


入力電圧
リアクトル電流
Vin
Iin
力率73%
力率55%
200
100
0
−100
−200
60
40
20
−20
−40
−60
100
50
−50
0.4
0.44
0.48
Time(s)
(a)リアクトル容量1000μH
(b)リアクトル容量100μH

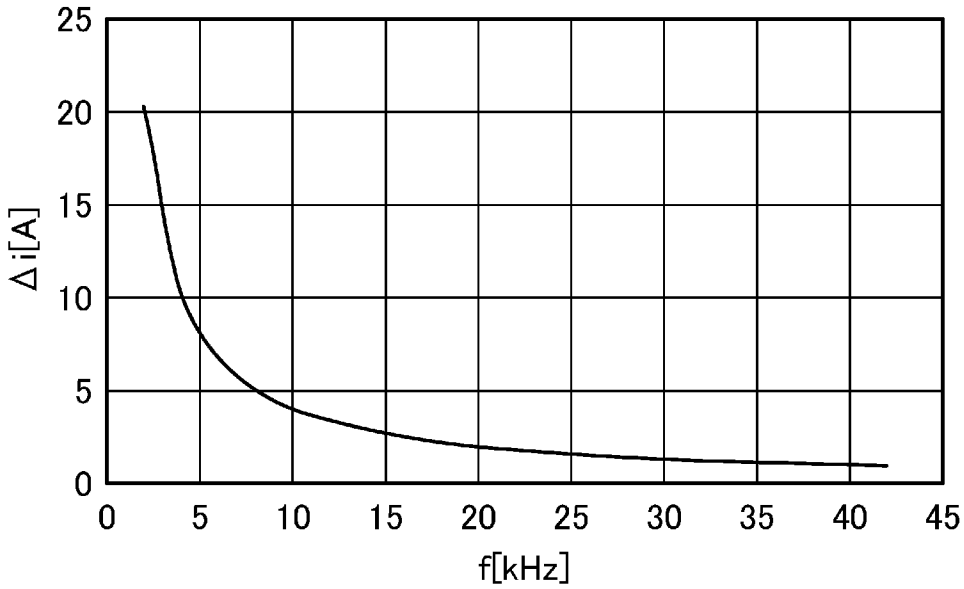
[図6]


U相電圧
U相電流
van
400
200
0
−200
−400
I(Lina)
力率79%
力率61%
30
20
10
0
−10
−20
−30
100
50
−50
−100
0.4
0.44
0.48
Time(s)
(a)リアクトル容量1000μH
(b)リアクトル容量100μH

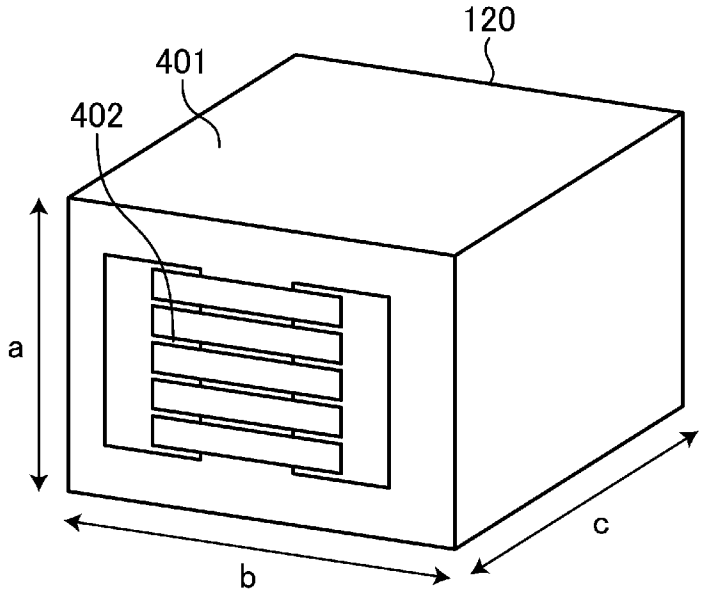
[図7]


電流波形
Iin
30
20
10
0
−10
−20
−30
[A]
0.4
0.42
0.44
0.46
0.48
0.5
Time(s)
FFT解析結果
系統周波数成分
キャリア周波数成分
交流成分
Iin
25
20
15
10
5
0
[A]
電流FFT
直流成分
100
1000
10000
100000
Frequency(Hz)
巻線抵抗

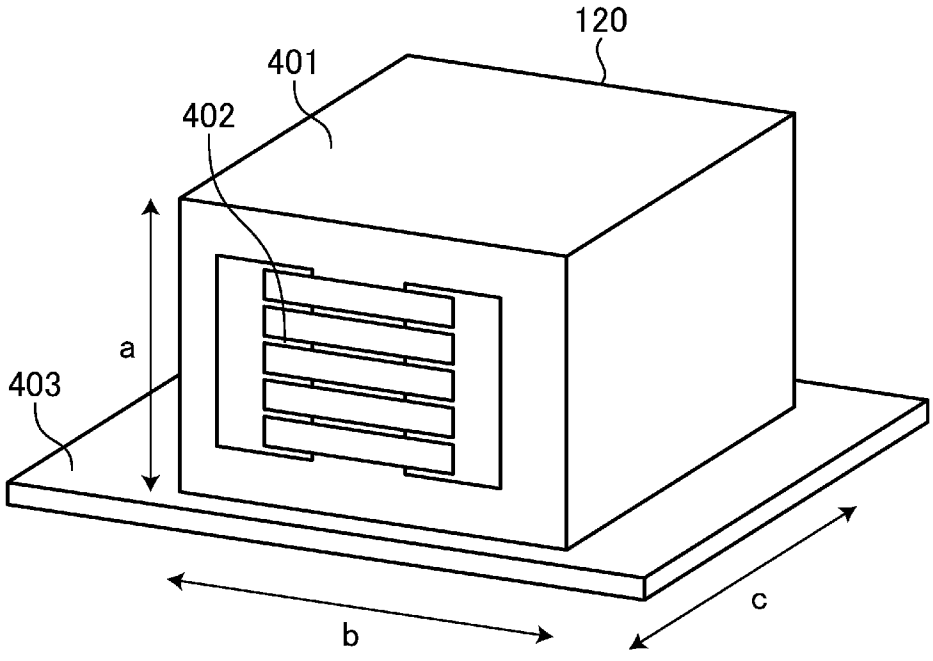
[図8]



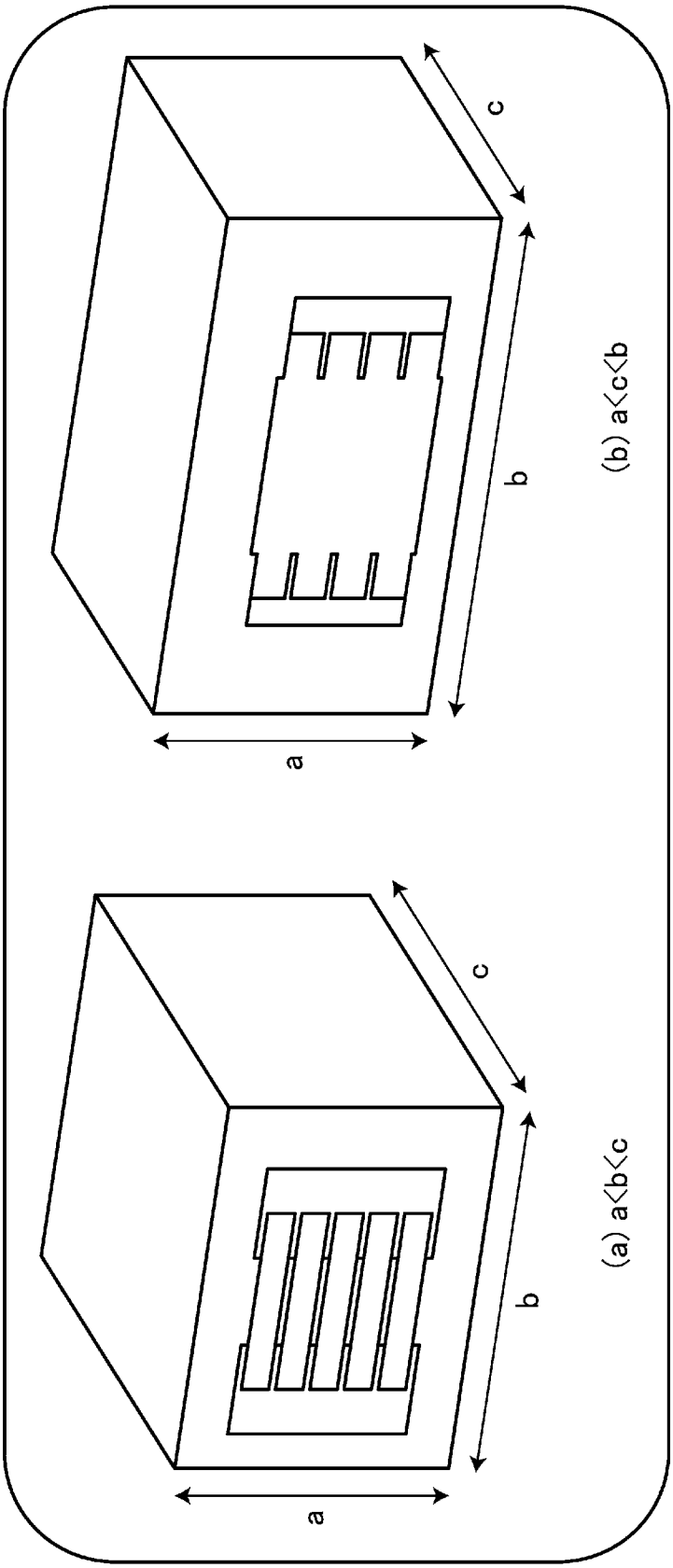
[図9]



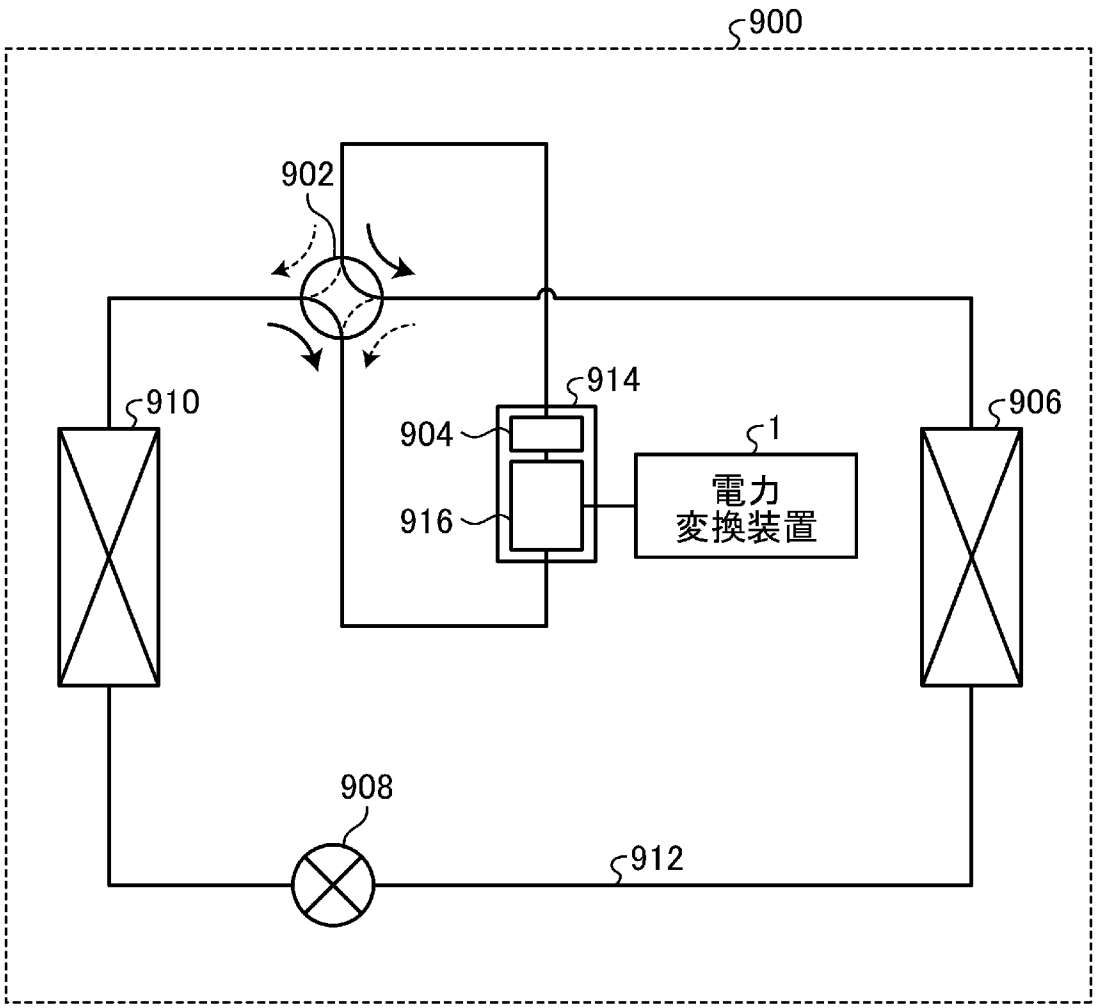
[図10]



[図11]



[図12]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2023/024382

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M 7/12(2006.01)i
FI: H02M7/12 B; H02M7/12 P; H02M7/12 S

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 1971-2023
Registered utility model specifications of Japan 1996-2023
Published registered utility model applications of Japan 1994-2023

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 2017-55581 A (JOHNSON CONTROLS HITACHI AIR CONDITIONING TECHNOLOGY (HONGKONG) LTD.) 16 March 2017 (2017-03-16) entire text, all drawings	1-11
A	JP 2009-89469 A (HITACHI APPLIANCES, INC.) 23 April 2009 (2009-04-23) entire text, all drawings	1-11
A	JP 2007-215385 A (MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) 23 August 2007 (2007-08-23) entire text, all drawings	1-11
A	JP 2022-50131 A (PANASONIC CORPORATION) 30 March 2022 (2022-03-30) entire text, all drawings	1-11

☐ 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
07 September 2023	**19 September 2023**
Name and mailing address of the ISA/JP **Japan Patent Office (ISA/JP)** **3-4-3 Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915** **Japan**	Authorized officer Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/JP2023/024382

Patent document cited in search report	Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)	Publication date (day/month/year)
JP 2017-55581 A	16 March 2017	CN 106533208 A	
JP 2009-89469 A	23 April 2009	(Family: none)	
JP 2007-215385 A	23 August 2007	(Family: none)	
JP 2022-50131 A	30 March 2022	(Family: none)	

国際調査報告

国際出願番号
PCT/JP2023/024382

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; H02M7/12 P; H02M7/12 S

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	１９７１－２０２３年
日本国実用新案登録公報	１９９６－２０２３年
日本国登録実用新案公報	１９９４－２０２３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 2017-55581 A (ジョンソンコントロールズ ヒタチ エア コンディショニング テクノロジー（ホンコン）リミテッド) 16.03.2017 (2017-03-16) 全文，全図	1-11
A	JP 2009-89469 A (日立アプライアンス株式会社) 23.04.2009 (2009-04-23) 全文，全図	1-11
A	JP 2007-215385 A (三菱電機株式会社) 23.08.2007 (2007-08-23) 全文，全図	1-11
A	JP 2022-50131 A (パナソニック株式会社) 30.03.2022 (2022-03-30) 全文，全図	1-11

☐ 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	国際調査報告の発送日
07.09.2023	19.09.2023

名称及びあて先
日本国特許庁(ISA/JP)
〒100-8915
日本国
東京都千代田区霞が関三丁目４番３号

権限のある職員（特許庁審査官）
東　昌秋 5G 3139

電話番号 03-3581-1101 内線 3526

国際調査報告
パテントファミリーに関する情報

国際出願番号
PCT/JP2023/024382

引用文献	公表日	パテントファミリー文献	公表日
JP 2017-55581 A	16.03.2017	CN 106533208 A	
JP 2009-89469 A	23.04.2009	（ファミリーなし）	
JP 2007-215385 A	23.08.2007	（ファミリーなし）	
JP 2022-50131 A	30.03.2022	（ファミリーなし）	