(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
2024年9月12日(12.09.2024)

WIPO | PCT

(10) 国際公開番号
WO 2024/184960 A1

(51) 国際特許分類:
H02M 7/48 (2007.01)

(21) 国際出願番号： PCT/JP2023/008055

(22) 国際出願日： 2023年3月3日(03.03.2023)

(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).

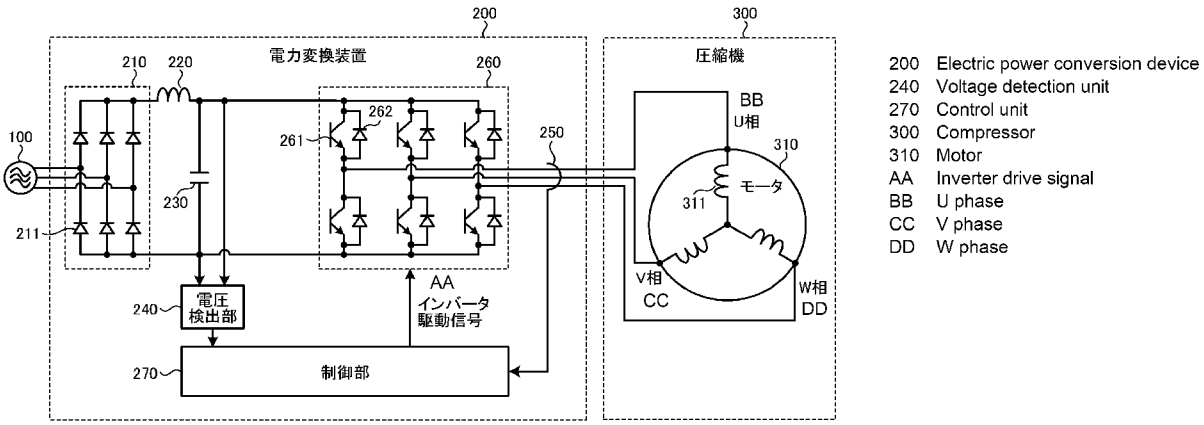
(72) 発明者: 土谷 厚司 (**TSUCHIYA, Atsushi**); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目７番３号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 清水 裕一(**SHIMIZU, Yuichi**); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目７番３号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 畠山 和徳(**HATAKEYAMA, Kazunori**); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目７番３号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP).

(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, 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, 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,

(54) **Title:** ELECTRIC POWER CONVERSION DEVICE AND AIR CONDITIONER

(54) 発明の名称： 電力変換装置および空気調和機



(57) **Abstract:** An electric power conversion device (200) comprises a non-step-up type rectification circuit (210) which converts a first AC voltage output from an AC power supply (100) to a first DC voltage, a reactor (220) which is connected to the rectification circuit (210), a capacitor (230) which smooths the first DC voltage to a second DC voltage, a voltage detection unit (240) which detects the second DC voltage, an inverter (260) which is connected in parallel to the capacitor (230) and converts the second DC voltage to a second AC voltage having a desired voltage and frequency, and outputs the second AC voltage to a motor (310), and a control unit (270) which controls the operation of the inverter (260). The control unit (270) detects, from the second DC voltage, a high-frequency component from AC components other than a component having a frequency which is twice the number of power supply phases of the AC power supply (100), and controls the operation of the inverter (260) such that the amplitude of the high-frequency component is suppressed.

WO 2024/184960 A1

［続葉有］

SL, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, WS, ZA, ZM, ZW.

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

添付公開書類:

一 国際調査報告(条約第21条(3))

(57) 要約:電力変換装置(２００)は、交流電源(１００)から出力される第１の交流電圧を第１の直流電圧に変換する非昇圧型の整流回路(２１０)と、整流回路(２１０)に接続されるリアクトル(２２０)と、第１の直流電圧を第２の直流電圧に平滑化するコンデンサ(２３０)と、第２の直流電圧を検出する電圧検出部(２４０)と、コンデンサ(２３０)に並列に接続され、第２の直流電圧を所望の電圧および周波数の第２の交流電圧に変換してモータ(３１０)に出力するインバータ(２６０)と、インバータ(２６０)の動作を制御する制御部(２７０)と、を備え、制御部(２７０)は、第２の直流電圧から交流成分のうち交流電源(１００)の電源相数の２倍の周波数成分以外の高周波成分を検出し、高周波成分の振幅量を抑制するようにインバータ(２６０)の動作を制御する。

明　細　書

発明の名称 ： 電力変換装置および空気調和機

技術分野

[0001] 本開示は、電力変換を行う電力変換装置および空気調和機に関する。

背景技術

[0002] 従来、空気調和機などで使用される電動機駆動装置において、整流回路から出力される交流直流変換電圧は、電源電圧の絶対値に対するピーク値の軌跡を描き、直流成分と電源周波数×電源相数×２の周波数成分とを多く含む電圧となる。電動機駆動装置では、整流回路の後段にあるリアクトルおよびコンデンサによって直流電圧は平滑化され、直流成分以外の高周波成分の振幅量は減少する。一方で、電動機駆動装置では、高周波成分を抑制するためには容量の大きいリアクトルおよびコンデンサが必要となり、コストが増大するとともに、基板が大型化することで製品の大型化につながる。そのため、電動機駆動装置においては、容量の小さいリアクトルおよびコンデンサが求められる。しかしながら、リアクトルおよびコンデンサの小型化は、単純に電源周波数×電源相数×２の周波数成分を増加させるだけでなく、リアクトルおよびコンデンサによるＬＣ回路の共振周波数を中心に高周波成分も増加させることになる。直流電圧に高周波成分が多く含まれてリアクトルに流れる電流も高周波で変化することで、電動機駆動装置と電源との間の電源電流も高周波で揺れる。電源電流で高周波成分が増加すると、電動機駆動装置から電源に高周波電流を漏洩させる可能性があり、電動機駆動装置と同一の電源に接続されるその他の機器へ悪影響を及ぼす可能性がある。

[0003] このような問題に対して、特許文献１には、コンデンサ電圧Ｖｃ１とコンバータ２の出力である整流電圧Ｖｒｅｃとの差分に依存する補正量Ｈに基づいて電圧指令値Ｖ**を補正する技術が開示されている。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1：特開２０１６－１２７６１８号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0005] しかしながら、上記従来の技術によれば、直流電圧および整流電圧の両方を必要とし、整流電圧については電源の信号から計算で求める必要がある。そのため、計算の負荷が大きくなる、という問題があった。また、直流電圧および整流電圧の差分に基づいて制御を行うため、整流電圧の計算値にずれが生じた場合、直流電圧、電源相数の２倍の周波数成分なども抑制され、共振抑制制御が制御破綻する可能性がある、という問題があった。

[0006] 本開示は、上記に鑑みてなされたものであって、計算の負荷を抑制しつつ共振周波数を抑制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

[0007] 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、交流電源から出力される第１の交流電圧を第１の直流電圧に変換する非昇圧型の整流回路と、整流回路に接続されるリアクトルと、第１の直流電圧を第２の直流電圧に平滑化するコンデンサと、第２の直流電圧を検出する電圧検出部と、コンデンサに並列に接続され、第２の直流電圧を所望の電圧および周波数の第２の交流電圧に変換してモータに出力するインバータと、インバータの動作を制御する制御部と、を備える。制御部は、第２の直流電圧から交流成分のうち交流電源の電源相数の２倍の周波数成分以外の高周波成分を検出し、高周波成分の振幅量を抑制するようにインバータの動作を制御する。

発明の効果

[0008] 本開示に係る電力変換装置は、計算の負荷を抑制しつつ共振周波数を抑制可能である、という効果を奏する。

図面の簡単な説明

[0009] [図1]実施の形態１に係る電力変換装置の構成例を示す第１の図

[図2]実施の形態１に係る電力変換装置の構成例を示す第２の図

[図3]一般的な電力変換装置で使用される平滑用のコンデンサの容量およびリアクトルの容量による電力変換装置内での脈動の例を示す第１の図

[図4]一般的な電力変換装置で使用される平滑用のコンデンサの容量およびリアクトルの容量による電力変換装置内での脈動の例を示す第２の図

[図5]実施の形態１に係る電力変換装置が備える制御部の構成例を示す図

[図6]実施の形態１に係る電力変換装置の制御部が高周波成分の振幅量を抑制するようにインバータの動作を制御することで得られる効果の例を示す図

[図7]実施の形態１に係る電力変換装置の制御部の動作を示すフローチャート

[図8]実施の形態１に係る電力変換装置が備える制御部を実現するハードウェア構成の一例を示す図

[図9]実施の形態２に係る電力変換装置および電力変換装置が備える制御部の構成例を示す図

[図10]実施の形態３に係る電力変換装置が備える制御部の構成例を示す図

[図11]実施の形態３に係る電力変換装置の制御部が正弦波モードの電圧指令でインバータ駆動信号を生成する動作を示す図

[図12]実施の形態３に係る電力変換装置の制御部が台形波モードの電圧指令でインバータ駆動信号を生成する動作を示す図

[図13]実施の形態３に係る電力変換装置に接続される圧縮機のモータの誘起電圧特性を示す図

[図14]実施の形態３に係る電力変換装置の制御部が備える弱め磁束制御部の構成例を示す図

[図15]実施の形態３に係る電力変換装置の制御部が備える弱め磁束制御部がさらに備える直流成分指令部の構成例を示す図

[図16]実施の形態３に係る電力変換装置の制御部が備える弱め磁束制御部がさらに備える脈動成分指令部の構成例を示す図

[図17]実施の形態３に係る電力変換装置の制御部が備えるＰＷＭ（Ｐｕｌｓｅ　Ｗｉｄｔｈ　Ｍｏｄｕｌａｔｉｏｎ）信号生成部で使用される変調率補

正テーブルの例を示す図

[図18]実施の形態４に係る空気調和機の構成例を示す図

発明を実施するための形態

[0010] 以下に、本開示の実施の形態に係る電力変換装置および空気調和機を図面に基づいて詳細に説明する。

[0011] 実施の形態１.

図１は、実施の形態１に係る電力変換装置２００の構成例を示す第１の図である。電力変換装置２００は、交流電源１００および圧縮機３００に接続され、交流電源１００から出力される交流電圧を直流電圧に変換し、さらに所望の電圧および周波数の交流電圧に変換して圧縮機３００に出力する。以降の説明において、交流電源１００から出力される交流電圧を第１の交流電圧と称し、電力変換装置２００から出力される交流電圧を第２の交流電圧と称する。電力変換装置２００は、整流回路２１０と、リアクトル２２０と、コンデンサ２３０と、電圧検出部２４０と、電流検出部２５０と、インバータ２６０と、制御部２７０と、を備える。

[0012] 整流回路２１０は、複数の整流用のダイオード２１１、図１の例では６つのダイオード２１１を備え、交流電源１００から出力される第１の交流電圧を第１の直流電圧に変換して出力する。実施の形態１において、整流回路２１０は、非昇圧型の回路である。また、整流回路２１０は、力率改善回路ではない構成である。

[0013] リアクトル２２０は、図１の例では、一端が整流回路２１０の出力端に接続され、他端がコンデンサ２３０に接続される。なお、電力変換装置２００内でのリアクトル２２０の設置位置は図１の例に限定されない。

[0014] コンデンサ２３０は、図１の例では、一端がリアクトル２２０を介して整流回路２１０の出力端に接続され、他端が整流回路２１０の出力端に接続される。コンデンサ２３０は、整流回路２１０で変換された第１の直流電圧を第２の直流電圧に平滑化する平滑コンデンサである。コンデンサ２３０は、第１の直流電圧を平滑化して第２の直流電圧を生成するとも言える。第２の

直流電圧に含まれる脈動成分は、第１の直流電圧に含まれる脈動成分よりも小さい。実施の形態１において、平滑用のコンデンサ２３０は、後述するように、小型、すなわち小容量のものが用いられる。コンデンサ２３０は、例えば、電解コンデンサ、フィルムコンデンサなどであるが、コンデンサ２３０の種類はこれらに限定されない。

[0015] 電圧検出部２４０は、コンデンサ２３０に接続され、コンデンサ２３０から出力される第２の直流電圧である直流母線電圧Ｖｄｃを検出する。電圧検出部２４０は、リアクトル２２０およびコンデンサ２３０のＬＣ回路による共振周波数に対して規定された倍数より高い周波数成分、例えば５倍から１０倍高い周波数成分に対するカットオフ周波数となる時定数のＲＣフィルタを有し、このＲＣフィルタを用いて直流母線電圧Ｖｄｃを検出する。電圧検出部２４０は、直流母線電圧Ｖｄｃの電圧値である検出値を制御部２７０に出力する。

[0016] インバータ２６０は、コンデンサ２３０に並列に接続され、制御部２７０の制御によって、平滑化された第２の直流電圧である直流母線電圧Ｖｄｃを所望の電圧および周波数の第２の交流電圧に変換する。具体的には、インバータ２６０は、スイッチング素子２６１、およびスイッチング素子２６１に並列に接続されるダイオード２６２を６つ備える。インバータ２６０は、制御部２７０から出力されるＰＷＭ信号であるインバータ駆動信号に基づいて各スイッチング素子２６１をオンオフし、第２の交流電圧を生成、すなわち平滑化された第２の直流電圧である直流母線電圧Ｖｄｃを第２の交流電圧に変換する。インバータ２６０は、第２の交流電圧を圧縮機３００が備えるモータ３１０に出力する。

[0017] 電流検出部２５０は、インバータ２６０とモータ３１０との間に接続され、インバータ２６０から出力される電流Ｉｕｖｗを検出する。電流Ｉｕｖｗは、モータ３１０が備えるＵ相、Ｖ相、およびW相の各層に流れる電流である。電流検出部２５０は、インバータ２６０から出力される電流Ｉｕｖｗの電流値である検出値を制御部２７０に出力する。なお、電流検出部２５０は

、制御部２７０において２相分の電流から他の１相の電流を計算できる場合、Ｕ相、Ｖ相、およびW相のうちの２相分の電流を検出してもよい。

[0018] 制御部２７０は、インバータ２６０に接続される圧縮機３００のモータ３１０に対して第２の交流電圧を出力するようにインバータ２６０の動作を制御する。具体的には、制御部２７０は、電圧検出部２４０および電流検出部２５０から取得した検出値に基づいて、インバータ２６０の動作を制御するためのインバータ駆動信号を生成し、インバータ２６０に出力する。なお、制御部２７０は、図１では記載を省略しているが、さらに、コンデンサ２３０からインバータ２６０に流れる電流を検出する電流検出部で検出された電流値である検出値を用いて、インバータ２６０の動作を制御してもよい。制御部２７０は、後述するように、モータ３１０の回転子位置に同期して回転するｄｑ回転座標を用いて、インバータ２６０の動作の制御などを行う。

[0019] 電力変換装置２００に接続される圧縮機３００は、モータ３１０を備える。実施の形態１では、モータ３１０は、各相、すなわち、Ｕ相、Ｖ相、およびW相ごとに巻線３１１を備える三相モータである。

[0020] 図１では、電力変換装置２００に接続される交流電源１００が三相交流電源の場合の例を示しているが、一例であり、これに限定されない。図２は、実施の形態１に係る電力変換装置２００の構成例を示す第２の図である。図２に示すように、電力変換装置２００に接続される交流電源１００は単相交流電源であってもよい。この場合、電力変換装置２００において、整流回路２１０は、４つのダイオード２１１を備え、交流電源１００から出力される第１の交流電圧を第１の直流電圧に変換して出力する。また、図２の例では、リアクトル２２０は、一端が交流電源１００に接続され、他端が整流回路２１０の入力端に接続される。なお、交流電源１００が単相交流電源の場合において、電力変換装置２００でのリアクトル２２０の設置位置は図２の例に限定されない。

[0021] 上記のような電力変換装置２００の構成において、リアクトル２２０およびコンデンサ２３０は、その他の電気部品と比較してサイズが大型のものが

使用されることが多い。サイズが大型のリアクトル２２０およびコンデンサ２３０が使用された場合、電力変換装置２００の電源力率は悪化する傾向にある。そのため、リアクトル２２０およびコンデンサ２３０の容量を小さくすることで、電力変換装置２００の電源力率を改善することができる。さらに、リアクトル２２０およびコンデンサ２３０の容量を小さくすることで、電力変換装置２００は、回路の小型化が可能となり、回路の小型化に伴うコスト削減も実現可能である。小型の平滑用のコンデンサ２３０については、電解コンデンサでもフィルムコンデンサでもよく、コンデンサの種類は問わない。電力変換装置２００は、上記のような回路構成によって、すなわち整流回路２１０、リアクトル２２０、およびコンデンサ２３０によって、第１の交流電圧を第１の直流電圧に変換し、さらに第１の直流電圧を第２の直流電圧に変換し、第２の直流電圧をインバータ２６０の入力電圧とする。

[0022] ここで、第２の直流電圧は、交流電源１００の電源相数の２倍の周波数で脈動するとともに、リアクトル２２０およびコンデンサ２３０によるＬＣ回路の共振周波数が重畳されることになる。交流電源１００の電源相数の２倍の周波数とは、例えば、交流電源１００が単相交流電源の場合は交流電源１００の電源周波数ｆの１×２＝２倍の２ｆであり、交流電源１００が三相交流電源の場合は交流電源１００の電源周波数ｆの３×２＝６倍の６ｆである。リアクトル２２０およびコンデンサ２３０によるＬＣ回路の共振周波数Ｆは、以下の式（１）によって計算できる周波数のことである。

[0023] Ｆ＝１／（２×π×√（Ｌ×Ｃ））　…（１）

[0024] 式（１）において、Ｌはリアクトル２２０の容量であり、Ｃはコンデンサ２３０の容量であり、√（Ｌ×Ｃ）はＬ×Ｃの平方根を表している。リアクトル２２０の容量Ｌは、例えば、直流リアクトル成分、配線成分、ノイズフィルタ成分、電源リアクトル成分なども含めて計算する必要がある。式（１）から分かるように、リアクトル２２０およびコンデンサ２３０の容量が小さくなることで、ＬＣ回路の共振周波数Ｆは高周波になる。前述のように、力率改善、回路の小型化、コストの削減などを目的としてリアクトル２２０

およびコンデンサ２３０の容量を小さくすることは、電力変換装置２００において、ＬＣ回路の共振周波数Ｆを高くし、結果としてインバータ２６０の入力電圧である第２の直流電圧に高周波の電圧が重畳することになる。第２の直流電圧が高周波で脈動すると、リアクトル２２０に流れる電流にも高周波成分が重畳し、結果として交流電源１００の電源電流の高周波成分も増加する。

[0025] 図３は、一般的な電力変換装置で使用される平滑用のコンデンサの容量およびリアクトルの容量による電力変換装置内での脈動の例を示す第１の図である。図４は、一般的な電力変換装置で使用される平滑用のコンデンサの容量およびリアクトルの容量による電力変換装置内での脈動の例を示す第２の図である。図３は、コンデンサの容量が図４のケースよりも大きく、リアクトルの容量が図４のケースよりも大きい場合を示し、図４は、コンデンサの容量が図３のケースよりも小さく、リアクトルの容量が図３のケースよりも小さい場合を示している。図３および図４において、１段目は直流電圧すなわちコンデンサ両端の母線電圧、リアクトル前段の電圧、および一般的な電力変換装置に接続される電源の電源電圧を示し、２段目はリアクトル電流を示し、３段目はコンデンサ電流を示し、４段目は電源の電源電流を示している。図３および図４に示すように、一般的には、コンデンサおよびリアクトルの容量が小さくなると、電力変換装置で検出される各種の電圧および電流の脈動は大きくなる。

[0026] また、各国において電気製品から出力される脈動成分に対して規格が設けられているが、特に高周波の脈動については、低周波の脈動よりも厳しい傾向である。図３および図４を比較すると、コンデンサおよびリアクトルの容量が小さい図４のパターンの方が高周波の脈動を含むため、好ましくない状態になっている。

[0027] そのため、実施の形態１では、電力変換装置２００は、リアクトル２２０およびコンデンサ２３０の容量が小さいことで増加する交流電源１００の電源電流の高周波成分を、直流母線電圧Ｖｄｃの脈動成分を用いて制御するこ

とで抑制する。電力変換装置２００が備える制御部２７０の詳細な構成および動作について説明する。

[0028] 図５は、実施の形態１に係る電力変換装置２００が備える制御部２７０の構成例を示す図である。なお、図５に示す電力変換装置２００では、図１に示す電力変換装置２００に対して一部の記載を簡略化している。制御部２７０は、図５に示すように、電圧調整部２７１と、脈動成分検出部２７２と、共振抑制制御部２７３と、電圧指令制御部２７４と、変調率計算部２７５と、ＰＷＭ信号生成部２７６と、を備える。

[0029] 電圧調整部２７１は、電圧検出部２４０から第２の直流電圧である直流母線電圧Ｖｄｃの検出値を取得する。電圧調整部２７１は、直流母線電圧Ｖｄｃに対してフィルタ処理を行い、フィルタ処理後の直流母線電圧Ｖｄｃを脈動成分検出部２７２および変調率計算部２７５に出力する。電圧調整部２７１は、脈動成分検出部２７２に出力する直流母線電圧Ｖｄｃおよび変調率計算部２７５に出力する直流母線電圧Ｖｄｃに対して、異なるフィルタ処理を行ってもよい。脈動成分検出部２７２は、直流母線電圧Ｖｄｃの瞬時値を利用できた方が脈動成分を適切に検出できる。これに対して、変調率計算部２７５は、変調率の計算に直流母線電圧Ｖｄｃを利用するため、直流母線電圧Ｖｄｃが頻繁に変化するよりは瞬時変動が抑制されていた方が変調率の計算をし易い。そのため、電圧調整部２７１は、脈動成分検出部２７２に出力する直流母線電圧Ｖｄｃに対しては小さい時定数のフィルタによるフィルタ処理を行い、変調率計算部２７５に出力する直流母線電圧Ｖｄｃに対しては脈動成分検出部２７２用の時定数よりも大きい時定数のフィルタによるフィルタ処理を行うようにしてもよい。なお、電圧調整部２７１は、脈動成分検出部２７２に出力する直流母線電圧Ｖｄｃに対して、極めて小さい時定数のフィルタによるフィルタ処理を行ってもよいし、フィルタ処理を行わなくてもよい。この場合、制御部２７０は、電圧検出部２４０で検出された第２の直流電圧である直流母線電圧Ｖｄｃについて、脈動成分検出部２７２での高周波成分の検出では第２の直流電圧の瞬時値を用い、変調率計算部２７５での

変調率の計算では瞬時変動を抑制するためのフィルタ通過後の第２の直流電圧の値を用いることになる。

[0030] 脈動成分検出部２７２は、電圧調整部２７１からフィルタ処理後の直流母線電圧Ｖｄｃを取得する。脈動成分検出部２７２は、取得したフィルタ処理後の直流母線電圧Ｖｄｃから交流成分のうち交流電源１００の電源相数の２倍の周波数成分以外の高周波成分を検出する。脈動成分検出部２７２は、例えば、取得したフィルタ処理後の直流母線電圧Ｖｄｃをフーリエ級数展開し、直流成分および交流電源１００の電源相数の２倍の周波数成分を抽出する。脈動成分検出部２７２は、抽出した直流成分および交流電源１００の電源相数の２倍の周波数成分を用いて、取得したフィルタ処理後の直流母線電圧Ｖｄｃに含まれる高周波成分を検出する。検出によって得られた高周波成分は、特に、リアクトル２２０およびコンデンサ２３０によるＬＣ回路の共振周波数Ｆの成分が主体的に占めている。なお、脈動成分検出部２７２は、フーリエ級数展開以外の方法で高周波成分を検出することも可能である。例えば、脈動成分検出部２７２は、バンドパスフィルタなどのフィルタを用いて高周波成分を検出してもよい。脈動成分検出部２７２は、検出した高周波成分を高周波成分Ｖｄｃ＿ｒｉｐｐｌｅとして共振抑制制御部２７３に出力する。

[0031] 共振抑制制御部２７３は、脈動成分検出部２７２から高周波成分Ｖｄｃ＿ｒｉｐｐｌｅを取得する。共振抑制制御部２７３は、高周波成分Ｖｄｃ＿ｒｉｐｐｌｅを打ち消すような制御量を演算する。共振抑制制御部２７３は、上記のような制御量を演算する方法について、一般的な比例制御、微分制御、比例微分制御などを用いて制御量を演算してもよいし、これらの制御の代わりに位相を進めるようなフィルタを使って制御量を演算してもよい。共振抑制制御部２７３は、演算によって求めた制御量を制御量Ｖ＿ｒｉｐｐｌｅ＊として変調率計算部２７５に出力する。

[0032] 電圧指令制御部２７４は、電流検出部２５０から、インバータ２６０から出力される電流Ｉｕｖｗを取得する。電圧指令制御部２７４は、電流Ｉｕｖ

ｗに基づいて、モータ３１０が有する図示しない回転子の位置を推定する。電力変換装置２００は、空気調和機などで使用される場合、圧縮機３００用のモータ３１０の回転子の位置を検出する位置センサを用いない位置センサレス制御を行うことが多いためである。電圧指令制御部２７４は、回転子について、回転子磁極のｄｑ軸での方向である推定位相角θ、および回転子速度である推定速度ωを推定する。電圧指令制御部２７４は、速度指令ω*および推定速度ωに基づいて、第１の電圧指令Ｖ*を生成する。具体的には、電圧指令制御部２７４は、速度指令ω*と推定速度ωとが一致するように第１の電圧指令Ｖ*を自動調整する。なお、第１の電圧指令Ｖ*については、前述の回転子磁極のｄｑ軸の表記を用いて第１の電圧指令Ｖ*^{2}＝ｄ軸電圧指令Ｖｄ*^{2}＋ｑ軸電圧指令Ｖｑ*^{2}のように表すことも可能である。速度指令ω*は、電力変換装置２００が冷凍サイクル適用機器として空気調和機などに使用される場合、例えば、図示しない温度センサで検出された温度、図示しない操作部であるリモコンから指示される設定温度を示す情報、運転モードの選択情報、運転開始及び運転終了の指示情報などに基づくものである。運転モードとは、例えば、暖房、冷房、除湿などである。電圧指令制御部２７４は、推定位相角θをＰＷＭ信号生成部２７６に出力し、第１の電圧指令Ｖ*を変調率計算部２７５に出力する。

[0033] 変調率計算部２７５は、電圧調整部２７１からフィルタ処理後の直流母線電圧Ｖｄｃを取得し、共振抑制制御部２７３から制御量Ｖ＿ｒｉｐｐｌｅ*を取得し、電圧指令制御部２７４から第１の電圧指令Ｖ*を取得する。変調率計算部２７５は、以下の式（２）によって電力変換装置２００での変調率Ｋｈを計算する。

[0034] Ｋｈ＝√（Ｖｄ*^{2}＋Ｖｑ*^{2}）／（Ｖｄｃ／√（２））　…（２）

[0035] 式（２）において、√（Ｖｄ*^{2}＋Ｖｑ*^{2}）はＶｄ*^{2}＋Ｖｑ*^{2}の平方根を表しており、√（２）は２の平方根を表している。また、変調率計算部２７５は、以下の式（３）によって第２の電圧指令Ｖ**を計算する。

[0036] Ｖ**＝Ｖ*＋Ｖ＿ｒｉｐｐｌｅ*　…（３）

[0037] 変調率計算部２７５は、計算によって求めた変調率Ｋｈおよび第２の電圧指令Ｖ**をＰＷＭ信号生成部２７６に出力する。

[0038] ＰＷＭ信号生成部２７６は、電圧指令制御部２７４から推定位相角θを取得し、変調率計算部２７５から変調率Ｋｈおよび第２の電圧指令Ｖ**を取得する。ＰＷＭ信号生成部２７６は、推定位相角θに応じて、第２の電圧指令Ｖ**をｄｑ座標から交流量の電圧指令Ｖｕｖｗ*に座標変換する。ＰＷＭ信号生成部２７６は、変調率Ｋｈおよび座標変換した電圧指令Ｖｕｖｗ*に基づいてＰＷＭ信号を生成する。制御部２７０は、ＰＷＭ信号生成部２７６で生成されたＰＷＭ信号を前述のインバータ駆動信号としてインバータ２６０のスイッチング素子２６１に出力することで、モータ３１０に電圧を印加する。

[0039] このように、制御部２７０は、第２の直流電圧である直流母線電圧Ｖｄｃから交流成分のうち交流電源１００の電源相数の２倍の周波数成分以外の高周波成分を検出し、高周波成分の振幅量を抑制するようにインバータ２６０の動作を制御する。これにより、制御部２７０は、第２の直流電圧である直流母線電圧Ｖｄｃに含まれる、リアクトル２２０およびコンデンサ２３０によるＬＣ回路の共振周波数Ｆなどの高周波成分を抑制することができる。この結果、制御部２７０は、電源電流の高周波成分も制御することができる。図６は、実施の形態１に係る電力変換装置２００の制御部２７０が高周波成分の振幅量を抑制するようにインバータ２６０の動作を制御することで得られる効果の例を示す図である。上段は交流電源１００と電力変換装置２００との間を流れる電源電流を示し、下段は第２の直流電圧である直流母線電圧Ｖｄｃを示している。制御部２７０は、高周波成分の振幅量を抑制するようにインバータ２６０の動作を制御することで、交流電源１００からの電源電流に含まれる高周波成分を減少させ、第２の直流電圧である直流母線電圧Ｖｄｃに含まれる高周波成分を減少させることができる。なお、制御部２７０は、交流電源１００の電源周波数ｆの電源相数×２倍の周波数成分に対しては振幅量を抑制する制御を行っていない。そのため、制御部２７０による前述のような制御開始後において、第２の直流電圧である直流母線電圧Ｖｄｃ

に含まれる脈動は、交流電源１００の電源周波数ｆの電源相数×２倍の周波数成分が主となる。

[0040] 電力変換装置２００が備える制御部２７０の動作を、フローチャートを用いて説明する。図７は、実施の形態１に係る電力変換装置２００の制御部２７０の動作を示すフローチャートである。制御部２７０において、電圧調整部２７１は、電圧検出部２４０から取得した第２の直流電圧である直流母線電圧Ｖｄｃに対してフィルタ処理を行う（ステップＳ１）。脈動成分検出部２７２は、フィルタ処理後の直流母線電圧Ｖｄｃから交流成分のうち交流電源１００の電源相数の２倍の周波数成分以外の高周波成分Ｖｄｃ＿ｒｉｐｐｌｅを検出する（ステップＳ２）。共振抑制制御部２７３は、高周波成分Ｖｄｃ＿ｒｉｐｐｌｅを打ち消すような制御量Ｖ＿ｒｉｐｐｌｅ*を演算する（ステップＳ３）。電圧指令制御部２７４は、電流Ｉｕｖｗに基づいて、回転子磁極のｄｑ軸での方向である推定位相角θおよび推定速度ωを推定し、速度指令ω*および推定速度ωに基づいて、第１の電圧指令Ｖ*を生成する（ステップＳ４）。変調率計算部２７５は、フィルタ処理後の直流母線電圧Ｖｄｃおよび第１の電圧指令Ｖ*から変調率Ｋｈを計算し、第１の電圧指令Ｖ*および制御量Ｖ＿ｒｉｐｐｌｅ*から第２の電圧指令Ｖ**を計算する（ステップＳ５）。ＰＷＭ信号生成部２７６は、推定位相角θ、第２の電圧指令Ｖ**、および変調率Ｋｈに基づいて、ＰＷＭ信号であるインバータ駆動信号を生成する（ステップＳ６）。

[0041] つづいて、電力変換装置２００が備える制御部２７０のハードウェア構成について説明する。図８は、実施の形態１に係る電力変換装置２００が備える制御部２７０を実現するハードウェア構成の一例を示す図である。制御部２７０は、プロセッサ９１０およびメモリ９２０により実現される。

[0042] プロセッサ９１０は、ＣＰＵ（Ｃｅｎｔｒａｌ Ｐｒｏｃｅｓｓｉｎｇ Ｕｎｉｔ、中央処理装置、処理装置、演算装置、マイクロプロセッサ、マイクロコンピュータ、プロセッサ、ＤＳＰ（Ｄｉｇｉｔａｌ Ｓｉｇｎａｌ Ｐｒｏｃｅｓｓｏｒ）ともいう）、またはシステムＬＳＩ（Ｌａｒｇｅ Ｓ

ｃａｌｅ　Ｉｎｔｅｇｒａｔｉｏｎ）である。メモリ９２０は、ＲＡＭ（Ｒａｎｄｏｍ　Ａｃｃｅｓｓ　Ｍｅｍｏｒｙ）、ＲＯＭ（Ｒｅａｄ　Ｏｎｌｙ　Ｍｅｍｏｒｙ）、フラッシュメモリー、ＥＰＲＯＭ（Ｅｒａｓａｂｌｅ　Ｐｒｏｇｒａｍｍａｂｌｅ　Ｒｅａｄ　Ｏｎｌｙ　Ｍｅｍｏｒｙ）、ＥＥＰＲＯＭ（登録商標）（Ｅｌｅｃｔｒｉｃａｌｌｙ　Ｅｒａｓａｂｌｅ　Ｐｒｏｇｒａｍｍａｂｌｅ　Ｒｅａｄ　Ｏｎｌｙ　Ｍｅｍｏｒｙ）といった不揮発性または揮発性の半導体メモリを例示できる。またメモリ９２０は、これらに限定されず、磁気ディスク、光ディスク、コンパクトディスク、ミニディスク、またはＤＶＤ（Ｄｉｇｉｔａｌ　Ｖｅｒｓａｔｉｌｅ　Ｄｉｓｃ）でもよい。

[0043] 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２００において、制御部２７０は、第２の直流電圧である直流母線電圧Ｖｄｃから交流成分のうち交流電源１００の電源相数の２倍の周波数成分以外の高周波成分を検出し、高周波成分の振幅量を抑制するようにインバータ２６０の動作を制御する。これにより、制御部２７０は、計算の負荷を抑制しつつ、第２の直流電圧である直流母線電圧Ｖｄｃに含まれる、リアクトル２２０およびコンデンサ２３０によるＬＣ回路の共振周波数Ｆなどの高周波成分を抑制することができる。この結果、制御部２７０は、交流電源１００からの電源電流に含まれる高周波成分を抑制することができる。

[0044] 実施の形態２．

実施の形態２では、制御部２７０の脈動成分検出部２７２がフーリエ級数展開を用いて高周波成分を検出する場合において、実施の形態１のときよりも精度良く高周波成分を検出する方法について説明する。

[0045] 図９は、実施の形態２に係る電力変換装置２００および電力変換装置２００が備える制御部２７０の構成例を示す図である。図９に示す実施の形態２の電力変換装置２００は、図５に示す実施の形態１の電力変換装置２００に対して、位相検出部２５５を追加したものである。また、図９に示す実施の形態２の制御部２７０は、図５に示す実施の形態１の制御部２７０に対して

、位相計算部２７７を追加したものである。

[0046] 位相検出部２５５は、交流電源１００と整流回路２１０との間に接続され、交流電源１００から出力される第１の交流電圧の位相を検出する。位相検出部２５５は、検出した位相の情報を制御部２７０の位相計算部２７７に出力する。

[0047] 位相計算部２７７は、位相検出部２５５から、交流電源１００から出力される第１の交流電圧の位相の情報を取得する。位相計算部２７７は、取得した位相の情報に基づいて、交流電源１００から出力される第１の交流電圧がどのような周波数成分で脈動すなわち揺れているのかを示す周波数成分を検出する。位相計算部２７７は、検出した周波数成分を周波数成分θｖａｃ＿６ｆとして脈動成分検出部２７２に出力する。

[0048] 脈動成分検出部２７２は、位相計算部２７７から周波数成分θｖａｃ＿６ｆを取得する。脈動成分検出部２７２は、取得した周波数成分θｖａｃ＿６ｆを用いて、電圧調整部２７１から取得したフィルタ処理後の直流母線電圧Ｖｄｃをフーリエ級数展開する。脈動成分検出部２７２は、周波数成分θｖａｃ＿６ｆによって交流電源１００から出力される第１の交流電圧がどのような周波数成分で脈動すなわち揺れているのかが把握できるため、周波数成分θｖａｃ＿６ｆに基づいてフーリエ級数展開を行うことで、周波数成分θｖａｃ＿６ｆを用いない実施の形態１のときと比較して、精度良く高周波成分を検出することができる。

[0049] このように、制御部２７０は、脈動成分検出部２７２での高周波成分の検出の際、交流電源１００から出力される第１の交流電圧についての周波数成分θｖａｃ＿６ｆの情報を用いる。実施の形態２において制御部２７０におけるその他の動作は、実施の形態１のときの制御部２７０の動作と同様である。

[0050] 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２００において、制御部２７０は、脈動成分検出部２７２での高周波成分の検出の際、交流電源１００から出力される第１の交流電圧についての周波数成分θｖａｃ

＿６ｆの情報を用いる。これにより、制御部２７０は、実施の形態１のときと比較して、脈動成分検出部２７２でのフーリエ級数展開の精度を向上させることができる。

[0051] 実施の形態３．

実施の形態３では、制御部２７０が、変調率Ｋｈが１．０より大きい過変調の場合に弱め磁束制御を行う場合について説明する。

[0052] 図１０は、実施の形態３に係る電力変換装置２００が備える制御部２７０の構成例を示す図である。図１０に示す実施の形態３の制御部２７０は、図５に示す実施の形態１の制御部２７０に対して、弱め磁束制御部２７８を追加したものである。

[0053] まず、制御部２７０がインバータ２６０の動作を制御する際の制御部２７０の制御状態について説明する。電力変換装置２００において、制御部２７０は、インバータ２６０の各スイッチング素子２６１のオンオフを制御するため、各相に対する電圧指令とキャリアとを比較した結果に基づいて、各相に対応するスイッチング素子２６１のオンオフを制御するためのインバータ駆動信号を生成する。

[0054] 図１１は、実施の形態３に係る電力変換装置２００の制御部２７０が正弦波モードの電圧指令でインバータ駆動信号ＵＰ，ＵＮを生成する動作を示す図である。図１１は、電圧指令Ｖｕ*が正弦波モードの場合を示す図であり、電圧指令Ｖｕ*の最大振幅はＶｄｃ／２である。制御部２７０は、Ｕ相に対する電圧指令Ｖｕ*とキャリアとを比較する。制御部２７０は、電圧指令Ｖｕ*よりもキャリアの方が大きい場合、Ｕ相の上アームのスイッチング素子２６１用のインバータ駆動信号ＵＰがハイ、Ｕ相の下アームのスイッチング素子２６１用のインバータ駆動信号ＵＮがローとなるように各インバータ駆動信号を生成する。制御部２７０は、キャリアよりも電圧指令Ｖｕ*の方が大きい場合、Ｕ相の上アームのスイッチング素子２６１用のインバータ駆動信号ＵＰがロー、Ｕ相の下アームのスイッチング素子２６１用のインバータ駆動信号ＵＮがハイとなるように各インバータ駆動信号を生成する。図示は省略す

るが、同様に、制御部２７０は、Ｖ相に対する電圧指令Ｖｖ*とキャリアとを比較した結果に基づいて、Ｖ相の上アームのスイッチング素子２６１用のインバータ駆動信号ＶＰ、およびＶ相の下アームのスイッチング素子２６１用のインバータ駆動信号ＶＮを生成する。また、制御部２７０は、W相に対する電圧指令Ｖｗ*とキャリアとを比較した結果に基づいて、W相の上アームのスイッチング素子２６１用のインバータ駆動信号ＷＰ、およびW相の下アームのスイッチング素子２６１用のインバータ駆動信号ＷＮを生成する。

[0055] なお、電圧指令については、正弦波の形状に限定されない。図１２は、実施の形態３に係る電力変換装置２００の制御部２７０が台形波モードの電圧指令でインバータ駆動信号ＵＰ，ＵＮを生成する動作を示す図である。図１２は、電圧指令Ｖｕ*が台形波モードの場合を示す図であり、電圧指令Ｖｕ*の最大振幅はＶｄｃ／２である。電圧指令が正弦波モードの場合と同様、制御部２７０は、各相に対する電圧指令とキャリアとを比較した結果に基づいて、各相の上アームおよび下アームのスイッチング素子２６１用のインバータ駆動信号を生成する。

[0056] ここで、インバータ２６０の出力電圧、すなわち第２の交流電圧は、直流母線電圧Ｖｄｃの大きさによって、過変調となる領域、および過変調にならない非過変調の領域が決まる。図１３は、実施の形態３に係る電力変換装置２００に接続される圧縮機３００のモータ３１０の誘起電圧特性を示す図である。図１３において、横軸はインバータ２６０の出力電圧である第２の交流電圧の周波数であるインバータ出力周波数を示し、縦軸はインバータ２６０の出力電圧を示す。図１３では、モータ３１０の誘起電圧特性として、インバータ２６０の出力電圧およびインバータ２６０の出力周波数に基づくモータ３１０の誘起電圧定数を示している。制御部２７０は、インバータ２６０の動作を制御することによって、インバータ２６０の出力電圧が非過変調の範囲、すなわち変調率１．０以下の正弦波モードでは、モータ３１０の誘起電圧定数に従ってインバータ２６０の出力電圧を制御することができる。しかしながら、制御部２７０は、インバータ２６０の出力電圧が過変調の範

囲、すなわち変調率１．０より大きい台形波モードでは、モータ３１０の誘起電圧定数に従ってインバータ２６０の出力電圧を制御することができなくなる。

[0057] 制御部２７０は、インバータ２６０の出力電圧が非過変調の範囲では、図１１に示す正弦波モードの電圧指令を用いることで、インバータ２６０の出力電圧をモータ３１０の誘起電圧定数に従って所望の電圧および周波数に制御することができる。一方、制御部２７０は、インバータ２６０の出力電圧が過変調の範囲では、図１２に示す台形波モードの電圧指令を用いるが、インバータ２６０の出力電圧をモータ３１０の誘起電圧定数に従って所望の電圧および周波数に制御することができず、インバータ出力周波数に係わらず飽和状態になる。このような場合、圧縮機３００において、振動、騒音などの発生が問題となる。

[0058] 電力変換装置２００において、整流回路２１０から出力される第１の直流電圧は平滑用のコンデンサ２３０によって平滑化されるので、平滑後の第２の直流電圧である直流母線電圧Ｖｄｃの脈動量は、コンデンサ２３０の容量によって決まる。コンデンサ２３０の容量が大きい場合、直流母線電圧Ｖｄｃの脈動量は少なくなるので、直流母線電圧Ｖｄｃ、すなわちインバータ２６０に供給される電圧は安定する。しかしながら、容量の大きなコンデンサ２３０を用いると、電力変換装置２００では、入力電流の力率を悪化させて電源高周波を増加させてしまう、製品サイズが大きくなる、コストアップになるなどの悪影響を及ぼす課題がある。また、一般的な電力変換装置において、リアクトル２２０およびコンデンサ２３０は、他の電気部品と比較してサイズが大型のものが使用されることが多い。一方で、容量の小さいリアクトル２２０およびコンデンサ２３０を用いることで前述のような課題は解決されるが、電力変換装置２００では、直流母線電圧Ｖｄｃの脈動量は増加してしまう。直流母線電圧Ｖｄｃの脈動量は、コンデンサ２３０の容量によって脈動の大きさは異なるが、交流電源１００の電源相数の２倍の周期で脈動する成分が最も支配的である。さらに、リアクトル２２０およびコンデンサ

２３０の容量が小さくなることで、リアクトル２２０およびコンデンサ２３０によるＬＣ回路の共振周波数Ｆが高周波になり、電力変換装置２００では、このような脈動を含む直流母線電圧Ｖｄｃがインバータ２６０に供給されることになる。インバータ２６０は、脈動を含む直流母線電圧Ｖｄｃを使って所望の周波数および電圧の交流電圧を生成してモータ３１０に電圧印加することになるので、コンデンサ２３０の容量が小さいほど、モータ制御への影響を及ぼすことになる。

[0059] 電力変換装置２００におけるインバータ２６０の制御自体は、前述のように、大きく分けて正弦波モードおよび台形波モードの２つの電圧出力パターンがある。正弦波モードは、インバータ２６０に入力される直流母線電圧Ｖｄｃに対して出力電圧に余裕があるため、インバータ２６０の出力電圧への影響は小さく、モータ３１０への影響も小さい。一方で、台形波モードは、制御部２７０で生成される第２の電圧指令Ｖ**とインバータ出力電圧とが比例関係にならない電圧出力状態のため、モータ３１０の運転に影響を及ぼしやすい。特に、インバータ２６０に入力される直流母線電圧Ｖｄｃが脈動する条件では、台形波モード時にインバータ出力電圧は一定にならないので、モータ相電流が低周波で脈動する、モータ３１０の回転数が変動するなどの状態が発生する。モータ相電流が脈動すると電流実効値が同等でも電流ピーク値が増加するため、特に電力変換装置２００の運転限界付近では、モータ相電流の電流ピーク値が高効率な永久磁石を使ったモータ３１０の不可逆減磁電流を超える、インバータ２６０の過電流値を超えるなどの状態が発生し、インバータ２６０およびモータ３１０の故障につながる。また、モータ３１０の回転数の変動はモータ３１０での速度変動を意味しているので、モータ３１０を搭載した機構、例えば、図示しない空気調和機に搭載される圧縮機３００などが振動してしまい、騒音、故障などへの影響を与えてしまう。

[0060] そのため、実施の形態３では、制御部２７０は、変調率Ｋｈが１．０より大きい過変調の場合に弱め磁束制御を行う。

[0061] 実施の形態３において、電圧調整部２７１は、変調率計算部２７５に出力

するフィルタ処理後の直流母線電圧Ｖｄｃを、さらに弱め磁束制御部２７８にも出力する。また、変調率計算部２７５は、ＰＷＭ信号生成部２７６に出力する変調率Ｋｈおよび第２の電圧指令Ｖ**をさらに弱め磁束制御部２７８にも出力する。

[0062] 弱め磁束制御部２７８は、変調率計算部２７５から取得した変調率Ｋｈが０～１．０までの範囲の正弦波モードの場合は弱め磁束制御を行わないと判定し、変調率計算部２７５から取得した変調率Ｋｈが１．０よりも大きい範囲の台形波モードの場合は弱め磁束制御を行うと判定する。弱め磁束制御部２７８は、弱め磁束制御を行うと判定した場合、電圧調整部２７１から取得したフィルタ処理後の直流母線電圧Ｖｄｃおよび変調率計算部２７５から取得した第２の電圧指令Ｖ**を用いて弱め磁束制御を行う。弱め磁束制御部２７８の詳細な構成および動作について説明する。

[0063] 図１４は、実施の形態３に係る電力変換装置２００の制御部２７０が備える弱め磁束制御部２７８の構成例を示す図である。弱め磁束制御部２７８は、直流成分指令部２８０と、脈動成分指令部２９０と、加算部２９９と、を備える。弱め磁束制御部２７８は、図１４の例では１つの脈動成分指令部２９０を備えているが、脈動成分指令部２９０を２つ以上備えることも可能である。この場合、弱め磁束制御部２７８は、脈動成分指令部２９０の数と同じ数の加算部２９９を備えることになる。

[0064] 弱め磁束制御部２７８は、図１４に示すように、直流母線電圧Ｖｄｃと第２の電圧指令Ｖ**との差分の電圧である差分電圧から直流成分および脈動成分を検出し、検出した直流成分および脈動成分に対して弱め磁束制御を行う。直流母線電圧Ｖｄｃはインバータ入力電圧に相当し、第２の電圧指令Ｖ**はインバータ出力電圧に相当する。すなわち、弱め磁束制御部２７８は、インバータ２６０に入力されるインバータ入力電圧とインバータ２６０から出力されるインバータ出力電圧との差分の電圧である差分電圧から直流成分および脈動成分を検出し、直流成分および脈動成分に対して弱め磁束制御を行うとも言える。

[0065] 図１５は、実施の形態３に係る電力変換装置２００の制御部２７０が備える弱め磁束制御部２７８がさらに備える直流成分指令部２８０の構成例を示す図である。直流成分指令部２８０は、制御量演算部２８３を備える。

[0066] 制御量演算部２８３は、直流母線電圧Ｖｄｃと第２の電圧指令Ｖ**との差分の電圧である差分電圧の直流成分を制御対象として制御量を演算する。制御量演算部２８３における制御量の演算方法については、例えば、積分制御を使った方式を用いることで制御性および安定性を両立することができる。制御量演算部２８３は、積分制御とともに、比例制御、微分制御などを行ってもよい。また、制御量演算部２８３は、規定された値に基づくリミッタ処理を行ってもよい。制御量演算部２８３は、演算した制御量を制御対象となる直流成分に対するｄ軸電流指令Ｉｄ*として出力する。

[0067] 図１６は、実施の形態３に係る電力変換装置２００の制御部２７０が備える弱め磁束制御部２７８がさらに備える脈動成分指令部２９０の構成例を示す図である。脈動成分指令部２９０は、脈動抽出部２９１と、直流変換部２９２と、制御量演算部２９３と、交流変換部２９４と、を備える。

[0068] 脈動抽出部２９１は、規定された周波数の脈動成分、すなわち脈動成分指令部２９０が制御対象とする特定の周波数の脈動成分を抽出する。脈動抽出部２９１は、例えば、直流母線電圧Ｖｄｃと第２の電圧指令Ｖ**との差分の電圧である差分電圧に、制御対象となる周波数成分θｘの余弦ｃｏｓθｘを乗算する。また、脈動抽出部２９１は、直流母線電圧Ｖｄｃと第２の電圧指令Ｖ**との差分の電圧である差分電圧に、制御対象となる周波数成分θｘの正弦ｓｉｎθｘを乗算する。脈動抽出部２９１は、フーリエ級数展開の演算によって制御対象とする特定の周波数の脈動成分を抽出することができる。

[0069] ここで、弱め磁束制御部２７８は、前述のように複数の脈動成分指令部２９０を備えることができる。そのため、ある脈動成分指令部２９０の脈動抽出部２９１は、例えば、交流電源１００の電源周波数数の脈動成分を抽出する。また、別の脈動成分指令部２９０の脈動抽出部２９１は、例えば、交流電源１００の電源周波数、電源相数などに基づくｎ倍成分の周波数の脈動成

分を抽出する。なお、ｎは２以上の正の整数とする。このように、弱め磁束制御部２７８は、２つ以上の脈動成分指令部２９０を備える場合、１つの脈動成分指令部２９０が交流電源１００の電源周波数の脈動成分を抽出し、他の脈動成分指令部２９０が交流電源１００の電源周波数、電源相数などに基づくｎ倍成分の周波数の脈動成分を抽出することで、弱め磁束制御をより効果的に行うことができる。弱め磁束制御部２７８は、インバータ２６０に入力されるインバータ入力電圧とインバータ２６０から出力されるインバータ出力電圧との差分の電圧である差分電圧から制御対象とする特定の周波数の脈動成分を検出する際、２以上の異なる周波数の脈動成分を検出することができる。

[0070] 直流変換部２９２は、脈動抽出部２９１で得られた脈動成分を直流量に変換する。直流変換部２９２は、例えば、脈動抽出部２９１で得られた、差分電圧に制御対象の周波数成分θｘの余弦ｃｏｓθｘが乗算された脈動成分のｃｏｓθｘ成分、および差分電圧に制御対象の周波数成分θｘの正弦ｓｉｎθｘが乗算された脈動成分のｓｉｎθｘ成分を別々に扱って脈動成分を直流量に変換する。直流変換部２９２は、例えば、一次遅れ系のフィルタなどを用いることで計算量の負荷を大きくすることなく、脈動成分を直流量に変換することができる。

[0071] 制御量演算部２９３は、直流量を制御して制御対象とする特定の周波数における制御量を演算する。制御量演算部２９３は、例えば、直流変換部２９２で得られた脈動成分のｃｏｓθｘ成分の直流量、および脈動成分のｓｉｎθｘ成分の直流量を別々に扱って制御量を演算する。制御量演算部２９３における制御量の演算方法については、例えば、積分制御を使った方式を用いることで制御性および安定性を両立することができる。制御量演算部２９３は、積分制御とともに、比例制御、微分制御などを行ってもよい。また、制御量演算部２９３は、規定された値に基づくリミッタ処理を行ってもよい。また、制御量演算部２９３は、前述の直流成分指令部２８０の制御量演算部２８３と同様の制御を行うことで、弱め磁束制御部２７８における制御の安

定性を確保することができる。

[0072] 交流変換部２９４は、制御量演算部２９３で演算された制御量を交流量に変換する。交流変換部２９４は、例えば、脈動成分のｃｏｓθｘ成分の直流量に基づく制御量に制御対象となる周波数成分θｘの余弦ｃｏｓθｘを乗算し、直流成分を交流成分に戻す。また、交流変換部２９４は、脈動成分のｓｉｎθｘ成分の直流量に基づく制御量に制御対象となる周波数成分θｘの正弦ｓｉｎθｘを乗算し、直流成分を交流成分に戻す。そして、交流変換部２９４は、交流成分に戻した２つの値を加算し、制御対象となる周波数成分θｘに対するｄ軸電流指令Ｉｄ*を生成して出力する。

[0073] なお、脈動成分指令部２９０において、脈動抽出部２９１、直流変換部２９２、制御量演算部２９３、および交流変換部２９４は、制御対象となる周波数成分θｘを余弦成分および正弦成分に分けて扱っていたが、一例であり、他の制御方法を用いてもよい。

[0074] 加算部２９９は、直流成分指令部２８０および脈動成分指令部２９０から出力されたｄ軸電流指令Ｉｄ*を加算し、加算したｄ軸電流指令Ｉｄ*を、弱め磁束制御部２７８からのｄ軸電流指令Ｉｄ*として電圧指令制御部２７４に出力する。

[0075] このように、制御部２７０は、変調率Ｋｈが１．０を超えた過変調領域でのインバータ２６０の動作の制御において、第２の直流電圧である直流母線電圧Ｖｄｃとインバータ２６０に対するインバータ駆動信号を生成する過程で得られた第２の電圧指令Ｖ**との差分の電圧である差分電圧から直流成分および脈動成分を抽出し、直流成分および脈動成分に対して弱め磁束制御を行う。

[0076] このとき、制御部２７０は、弱め磁束制御部２７８の制御の応答周波数を、電圧指令制御部２７４の制御の応答周波数に対して５倍から２０倍ほど十分に小さくする。すなわち、制御部２７０は、弱め磁束制御部２７８における直流成分に対する弱め磁束制御の応答周波数および脈動成分に対する弱め磁束制御の応答周波数に対して、電圧指令制御部２７４においてインバータ

２６０に対するＰＷＭ信号であるインバータ駆動信号を生成する際の指令値である第２の電圧指令Ｖ**を演算する制御の応答周波数を５倍から２０倍の範囲で大きくする。これにより、制御部２７０は、弱め磁束制御部２７８と電圧指令制御部２７４との制御干渉を回避することができ、弱め磁束制御の効果を十分に得るとともに、制御の安定性を保ち、より効果的にモータ相電流の電流ピーク値の変動抑制などの効果を得ることができる。

[0077] また、制御部２７０は、直流成分に対する弱め磁束制御の応答周波数および脈動成分に対する弱め磁束制御の応答周波数を同一にする。すなわち、制御部２７０は、前述のように、直流成分および脈動成分の両方を使った弱め磁束制御において、直流成分側の制御量演算部２８３の制御応答性および脈動成分側の制御量演算部２９３の制御応答性を同一にすることで、制御の安定性を保ち、より効果的にモータ相電流の電流ピーク値の変動を抑制することができる。

[0078] また、制御部２７０は、直流母線電圧Ｖｄｃと第２の電圧指令Ｖ**との差分の電圧である差分電圧の直流成分および脈動成分の両方を使った弱め磁束制御を行うことで、例えば、モータ３１０の磁石位置を検出可能なセンサを使ったセンサ付き制御を行ってもよいが、モータ３１０の磁石位置をセンサによって検出することができないセンサレス制御においても、弱め磁束制御の効果を得ることが可能である。特に、モータ３１０が永久磁石モータ型同期モータの場合、制御部２７０は、モータ３１０の磁石位置の推定を高精度に推定することができる制御方式、例えば、オブザーバ制御などを用いることで、より弱め磁束制御の制御効果を得ることができる。すなわち、制御部２７０は、モータ３１０が永久磁石モータ型同期モータの場合、モータ３１０の磁石位置を規定された精度以上の精度で推定可能な制御方式を用いて、モータ３１０の磁石位置を推定し、弱め磁束制御を行う。制御部２７０は、より適切にモータ３１０の磁石位相、すなわちｄ軸が分かるため、実施の形態３の弱め磁束制御によるモータ相電流の電流ピーク値の抑制効果が得やすい。

[0079] 制御部２７０が前述の制御を行うことにより、電力変換装置２００は、リアクトル２２０およびコンデンサ２３０の容量が小さい場合でも、リアクトル２２０および平滑用のコンデンサ２３０の容量が大きい場合のときのレベルまで運転範囲を拡張することができる。

[0080] これらの特徴を有する弱め磁束制御を行うことで、電力変換装置２００は、台形波モードにおいて、インバータ２６０の入力電圧である直流母線電圧Ｖｄｃが不足しても、弱め磁束制御の制御応答性を高めることができるので、モータ制御の安定性が得られるとともに、モータ相電流の電流ピーク値の変動を抑制することが可能となる。

[0081] なお、変調率Ｋｈが１．０よりも大きい範囲の台形波モードでの弱め磁束制御部２７８の動作について説明したが、制御部２７０では、ＰＷＭ信号生成部２７６も、変調率Ｋｈに応じて制御内容を変更することも可能である。

[0082] 前述のように、変調率Ｋｈは、インバータ２６０に入力される電圧とインバータ２６０から出力される電圧との比を示すことになる。図１３に示すように、変調率Ｋｈが０～１．０までの範囲の正弦波モードでは、変調率Ｋｈとインバータ出力電圧とが比例的に増加する線形性を有しているが、変調率Ｋｈが１．０よりも大きい範囲の台形波モードでは、変調率Ｋｈとインバータ出力電圧との関係性が非線形となる特性を有する。そのため、ＰＷＭ信号生成部２７６は、このような非線形の特性を補償するため、変調率Ｋｈとインバータ出力電圧の電圧値との関係性をテーブル化した変調率補正テーブルを用いることで、変調率Ｋｈが１．０よりも大きい範囲においてインバータ出力電圧の応答性を上げ、電流制御の特性を変えることなく応答性を改善することもできる。このように、制御部２７０は、変調率Ｋｈが１．０を超えた過変調領域でのインバータ２６０の動作の制御において、インバータ出力電圧と変調率Ｋｈとの関係性が示された変調率補正テーブルを用いる。

[0083] 図１７は、実施の形態３に係る電力変換装置２００の制御部２７０が備えるＰＷＭ信号生成部２７６で使用される変調率補正テーブルの例を示す図である。図１７において、横軸はインバータ出力電圧の電圧値を示す電圧基本

波成分比を示し、縦軸は変調率Ｋｈを補正するための変調率補正係数Ｋを示す。ＰＷＭ信号生成部２７６は、図１７に示す変調率補正テーブルを用いることで、図１３に示す実線の特性を点線の特性に補正して制御を行うことができる。

[0084] 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２００において、制御部２７０は、運転モードが台形波モードの過変調領域において、弱め磁束制御を行う。これにより、制御部２７０は、インバータ２６０の出力電圧を確保しつつ、直流母線電圧Ｖｄｃに含まれる高周波成分を抑制することができる。

[0085] 実施の形態４．

図１８は、実施の形態４に係る空気調和機５００の構成例を示す図である。空気調和機５００は、交流電源１００と、電力変換装置２００と、モータ３１０を有する圧縮機３００と、四方弁４００と、室外熱交換器４１０と、膨張弁４２０と、室内熱交換器４３０と、冷媒配管４４０と、を備える。図１８において、圧縮機３００、四方弁４００、室外熱交換器４１０、膨張弁４２０、および室内熱交換器４３０は、冷媒配管４４０を介して接続されている。圧縮機３００の内部には、図示しない圧縮機機構を動作させるモータ３１０が設けられている。モータ３１０は、固定子および回転子を有する構成である。モータ３１０は、電力変換装置２００によって生成された所望の電圧および周波数を有する第２の交流電圧が入力されることによって、駆動する圧縮機モータである。空気調和機５００は、圧縮機３００の内部のモータ３１０が回転することによって圧縮機３００の内部の冷媒が圧縮され、冷媒配管４４０を介して冷媒が室外熱交換器４１０および室内熱交換器４３０の間を循環することによって、空調制御を行うことができる。電力変換装置２００とモータ３１０とは電気的に接続され、電力変換装置２００は交流電源１００と接続されている。電力変換装置２００は、交流電源１００から供給される第１の交流電圧を用いて、モータ３１０に供給する交流電圧を生成する。

[0086] このように、電力変換装置２００は、空気調和機５００に搭載されるが、一例であり、これに限定されない。電力変換装置２００は、空気調和機５００の他、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。

[0087] 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

[0088] １００ 交流電源、２００ 電力変換装置、２１０ 整流回路、２１１，２６２ ダイオード、２２０ リアクトル、２３０ コンデンサ、２４０ 電圧検出部、２５０ 電流検出部、２５５ 位相検出部、２６０ インバータ、２６１ スイッチング素子、２７０ 制御部、２７１ 電圧調整部、２７２ 脈動成分検出部、２７３ 共振抑制制御部、２７４ 電圧指令制御部、２７５ 変調率計算部、２７６ ＰＷＭ信号生成部、２７７ 位相計算部、２７８ 弱め磁束制御部、２８０ 直流成分指令部、２８３，２９３ 制御量演算部、２９０ 脈動成分指令部、２９１ 脈動抽出部、２９２ 直流変換部、２９４ 交流変換部、２９９ 加算部、３００ 圧縮機、３１０ モータ、３１１ 巻線、４００ 四方弁、４１０ 室外熱交換器、４２０ 膨張弁、４３０ 室内熱交換器、４４０ 冷媒配管、５００ 空気調和機、９１０ プロセッサ、９２０ メモリ。

請求の範囲

[請求項1] 交流電源から出力される第１の交流電圧を第１の直流電圧に変換する非昇圧型の整流回路と、

前記整流回路に接続されるリアクトルと、

前記第１の直流電圧を第２の直流電圧に平滑化するコンデンサと、

前記第２の直流電圧を検出する電圧検出部と、

前記コンデンサに並列に接続され、前記第２の直流電圧を所望の電圧および周波数の第２の交流電圧に変換してモータに出力するインバータと、

前記インバータの動作を制御する制御部と、

を備え、

前記制御部は、前記第２の直流電圧から交流成分のうち前記交流電源の電源相数の２倍の周波数成分以外の高周波成分を検出し、前記高周波成分の振幅量を抑制するように前記インバータの動作を制御する電力変換装置。

[請求項2] 前記電圧検出部は、前記リアクトルおよび前記コンデンサによる共振周波数に対して規定された倍数より高い周波数成分に対するカットオフ周波数となる時定数のフィルタを有する、

請求項１に記載の電力変換装置。

[請求項3] 前記制御部は、前記電圧検出部で検出された前記第２の直流電圧について、前記高周波成分の検出では前記第２の直流電圧の瞬時値を用い、変調率の計算では瞬時変動を抑制するためのフィルタ通過後の前記第２の直流電圧の値を用いる、

請求項１または２に記載の電力変換装置。

[請求項4] 前記制御部は、前記変調率が１を超えた過変調領域での前記インバータの動作の制御において、前記インバータの出力電圧と前記変調率との関係性が示された変調率補正テーブルを用いる、

請求項３に記載の電力変換装置。

[請求項5] 前記制御部は、前記変調率が１を超えた過変調領域での前記インバータの動作の制御において、前記第２の直流電圧と前記インバータに対する駆動信号を生成する過程で得られた電圧指令との差分の電圧である差分電圧から直流成分および脈動成分を抽出し、前記直流成分および前記脈動成分に対して弱め磁束制御を行う、

請求項３または４に記載の電力変換装置。

[請求項6] 前記制御部は、前記差分電圧から前記脈動成分を抽出する際、規定された周波数の前記脈動成分を検出する、

請求項５に記載の電力変換装置。

[請求項7] 前記制御部は、前記直流成分に対する弱め磁束制御の応答周波数および前記脈動成分に対する弱め磁束制御の応答周波数に対して、前記電圧指令を演算する制御の応答周波数を５倍から２０倍の範囲で大きくする、

請求項６に記載の電力変換装置。

[請求項8] 前記制御部は、前記直流成分に対する弱め磁束制御の応答周波数および前記脈動成分に対する弱め磁束制御の応答周波数を同一にする、

請求項５から７のいずれか１つに記載の電力変換装置。

[請求項9] 前記制御部は、前記モータが永久磁石モータ型同期モータの場合、前記モータの磁石位置を規定された精度以上の精度で推定可能な制御方式を用いて、前記モータの磁石位置を推定する、

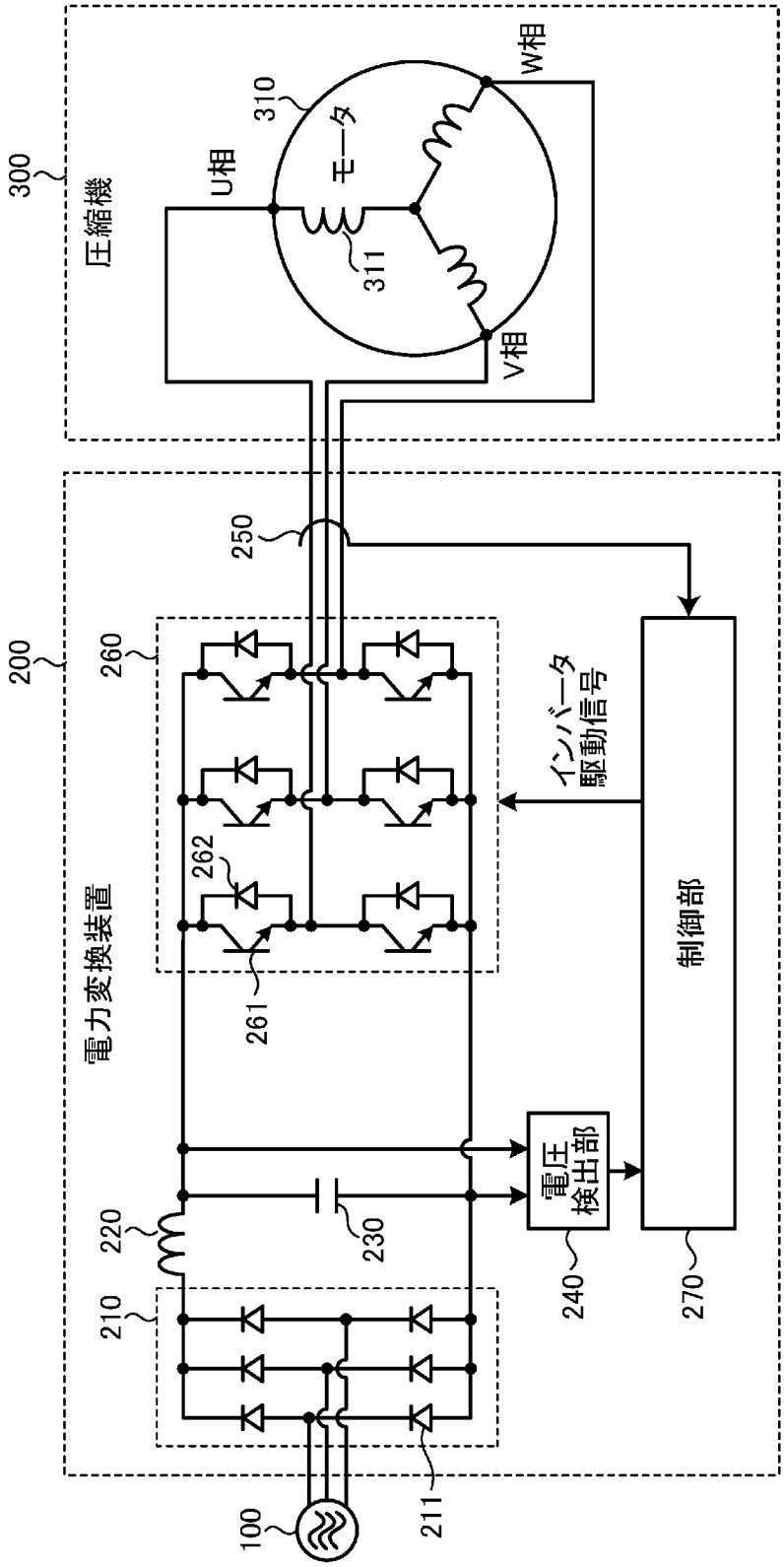
請求項５から８のいずれか１つに記載の電力変換装置。

[請求項10] 前記制御部は、前記高周波成分の検出の際、前記交流電源から出力される前記第１の交流電圧の周波数成分についての情報を用いる、

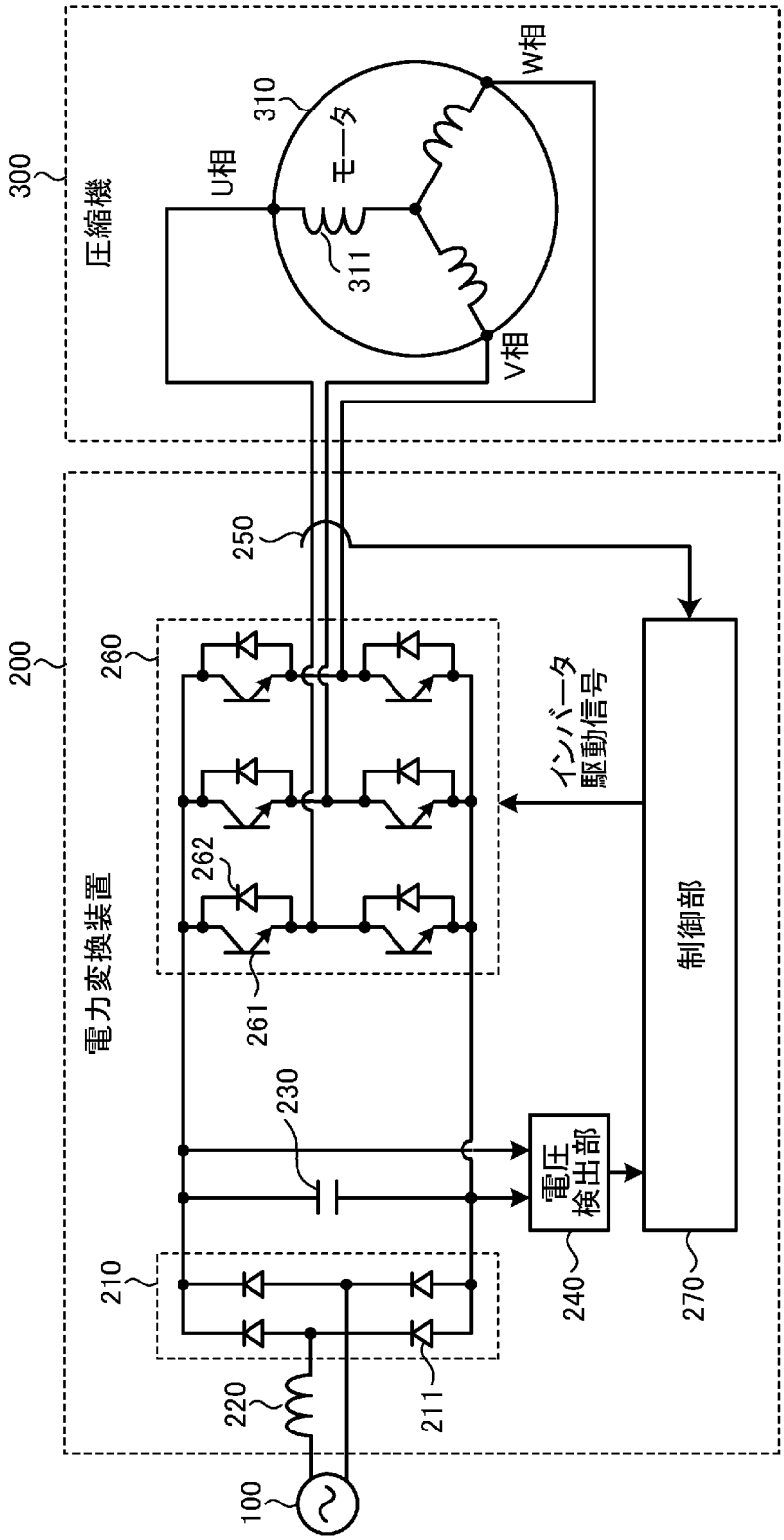
請求項１から９のいずれか１つに記載の電力変換装置。

[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空気調和機。

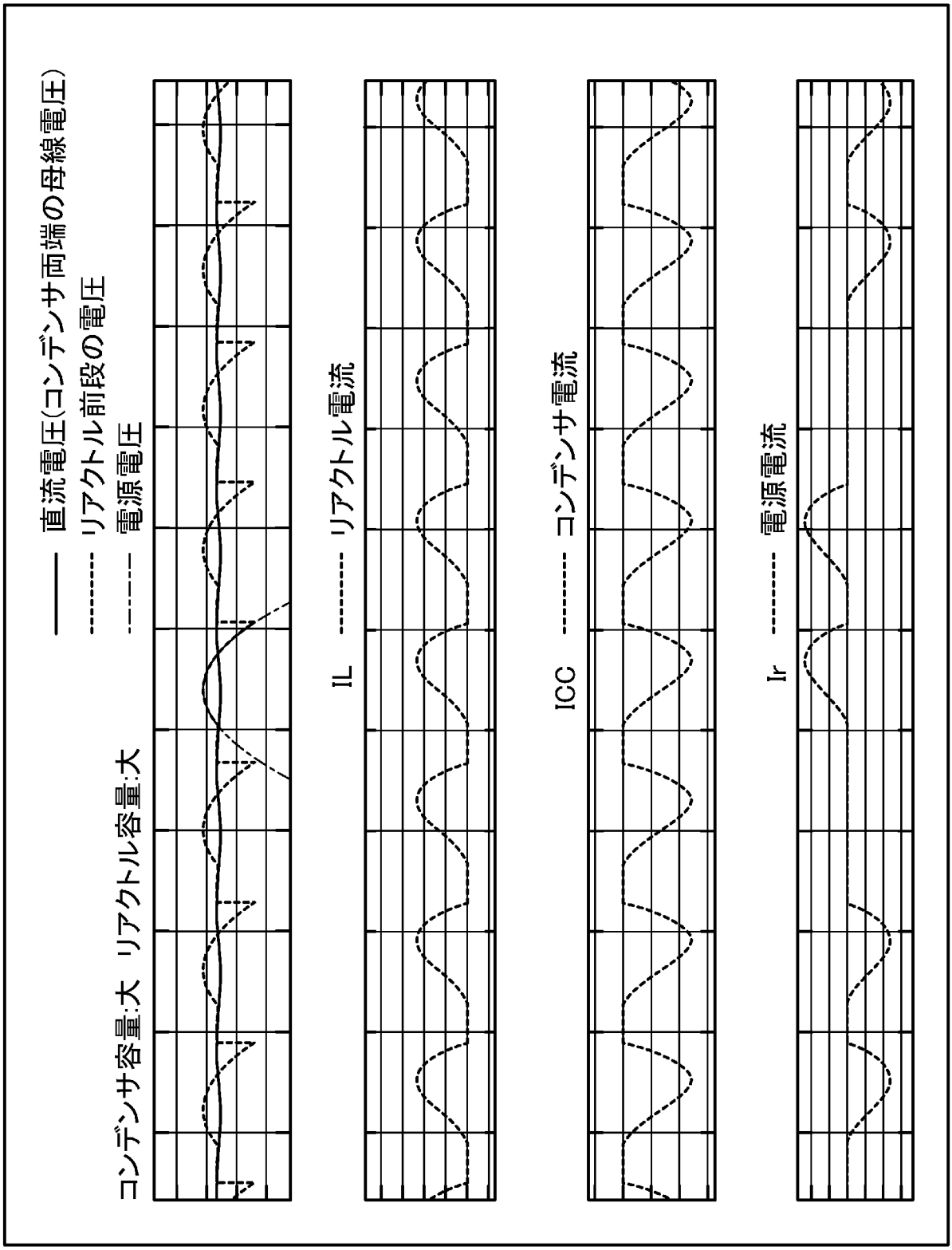
[図1]


300
圧縮機
U相
310
モータ
W相
311
V相
250
200
260
262
261
電力変換装置
インバータ
駆動信号
制御部
220
230
210
電圧
検出部
240
270
100
211

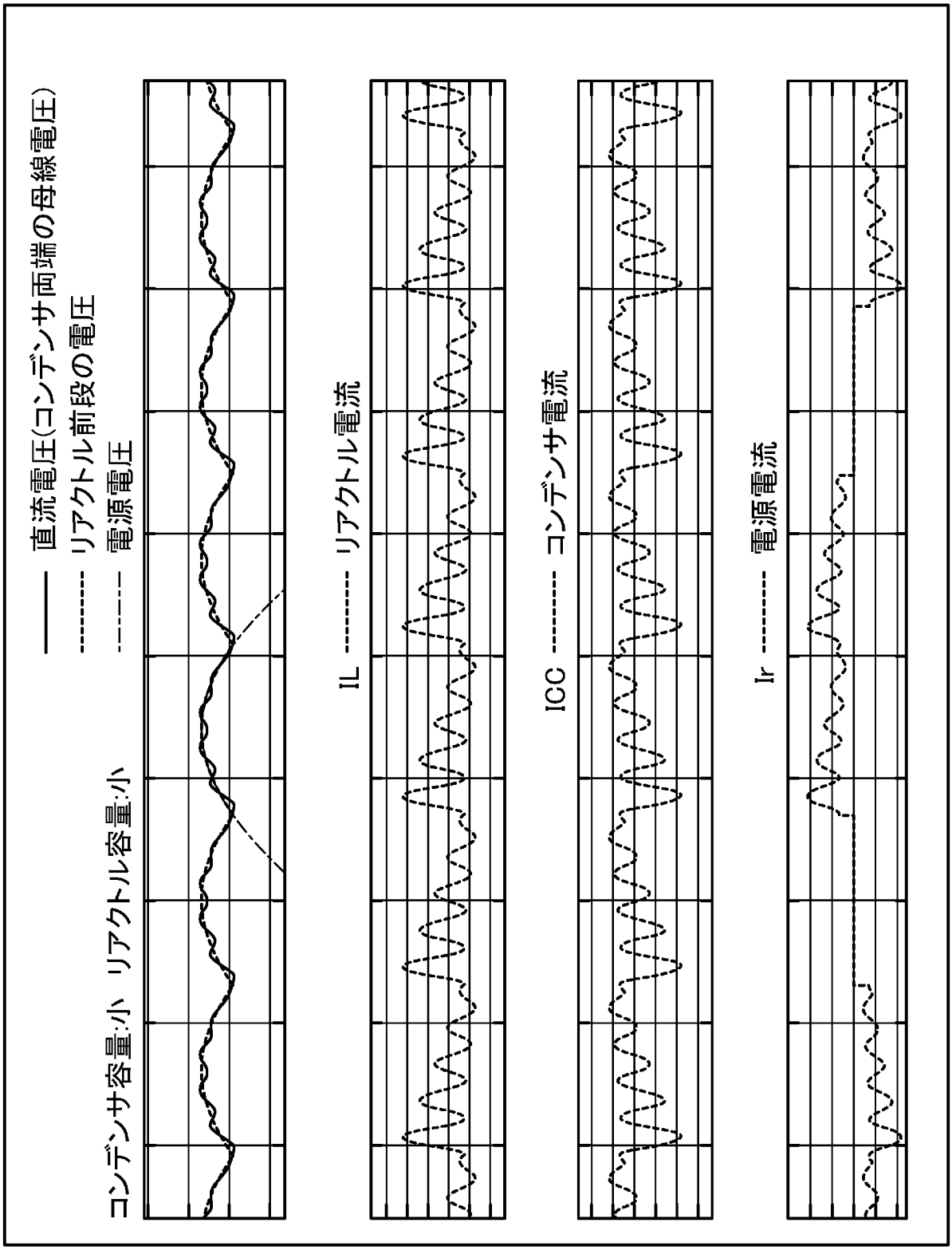
[図2]


300
圧縮機
U相
310
モータ
W相
311
V相
250
200
260
電力変換装置
インバータ
駆動信号
制御部
262
261
230
電圧
検出部
210
240
270
220
211
100

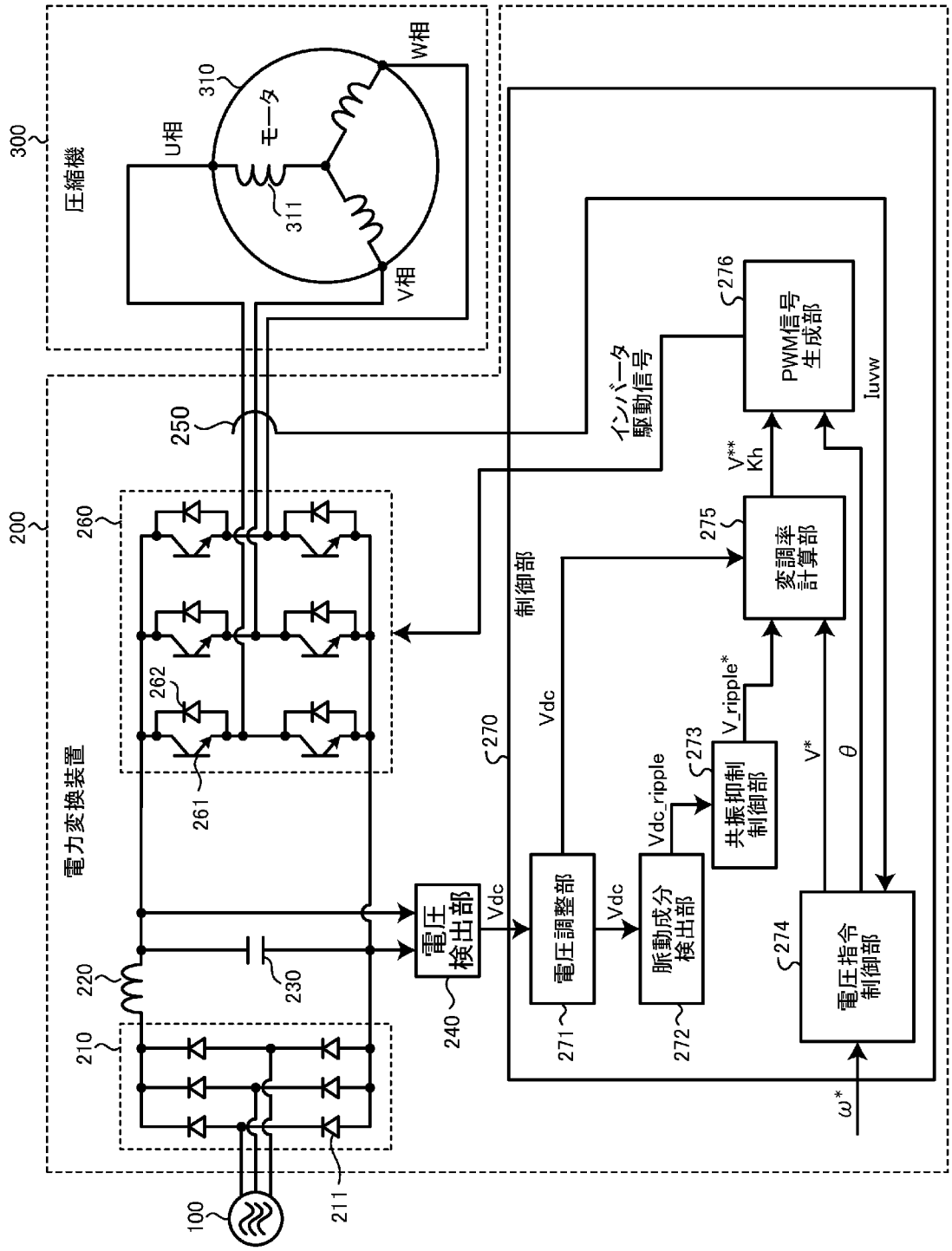
[図3]


直流電圧(コンデンサ両端の母線電圧)
リアクトル前段の電圧
電源電圧
コンデンサ容量:大 リアクトル容量:大
IL リアクトル電流
ICC コンデンサ電流
Ir 電源電流

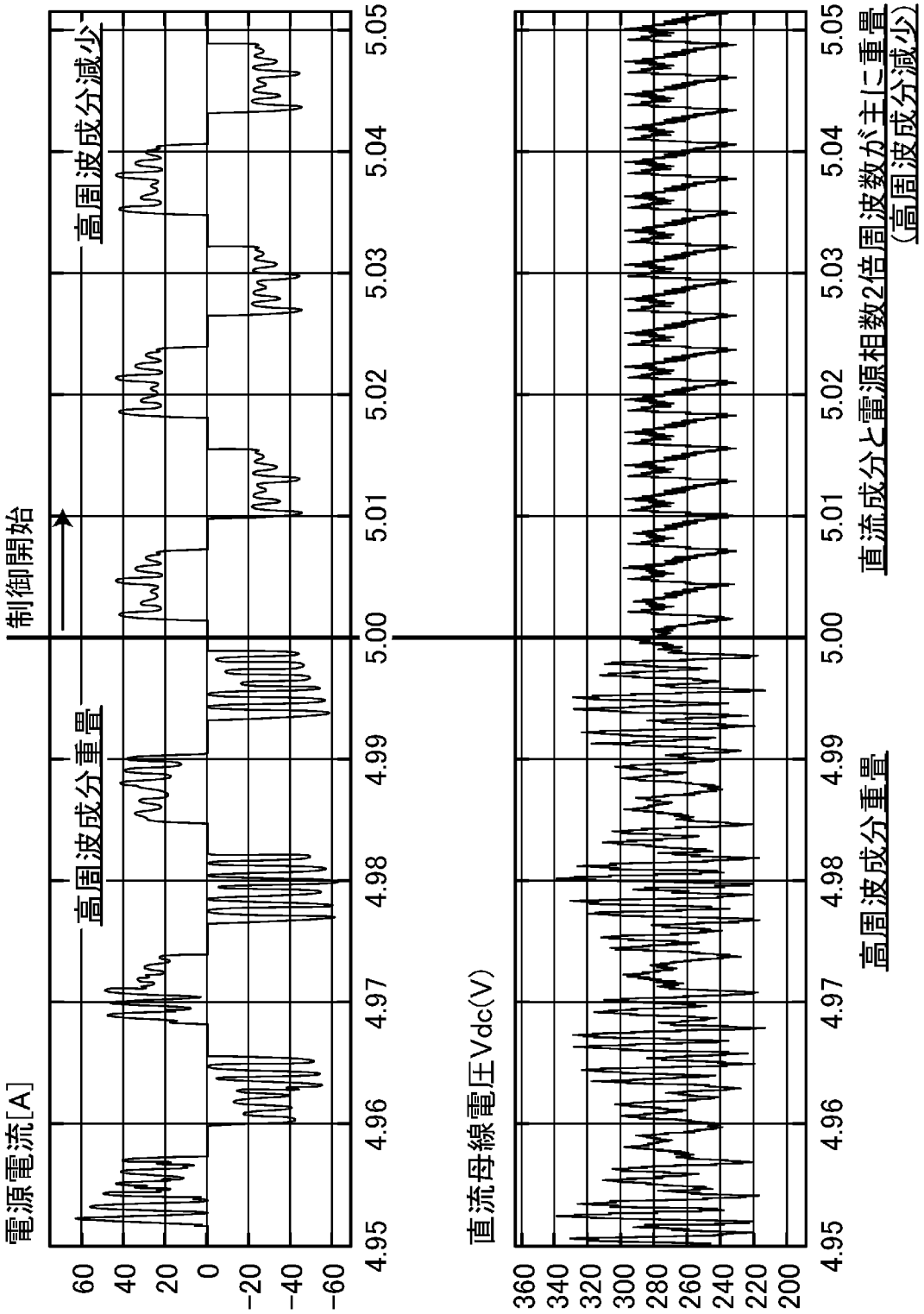
[図4]


直流電圧(コンデンサ両端の母線電圧)
リアクトル前段の電圧
電源電圧
コンデンサ容量:小 リアクトル容量:小
IL リアクトル電流
ICC コンデンサ電流
Ir 電源電流

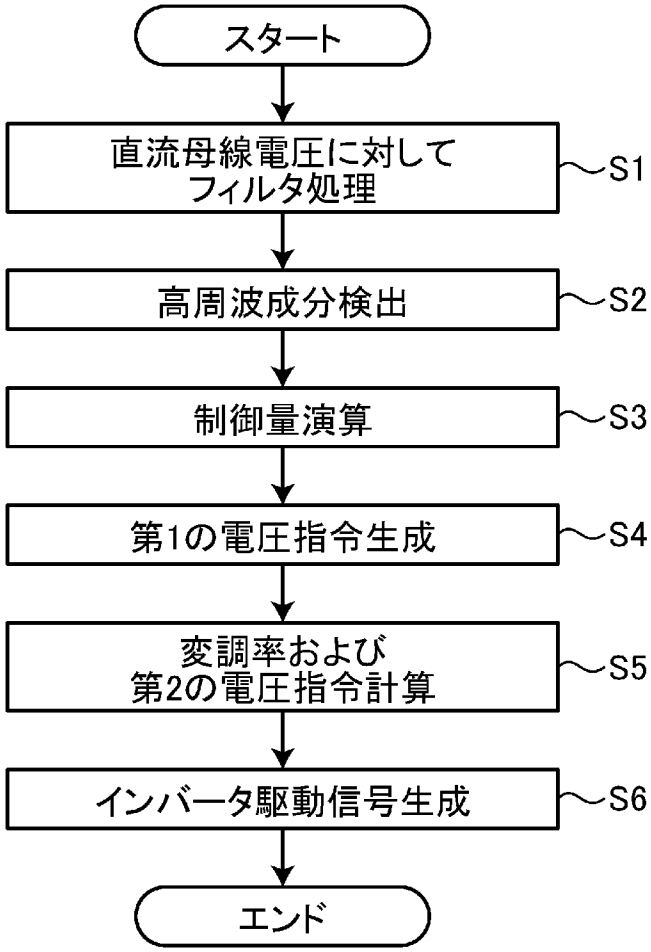
[図5]


300
圧縮機
U相
310
モータ
W相
311
V相
250
200
電力変換装置
260
262
261
220
210
230
211
100
電圧検出部
240
Vdc
270
制御部
電圧調整部
271
Vdc
脈動成分検出部
272
Vdc_ripple
273
共振抑制制御部
V_ripple*
275
変調率計算部
V**
Kh
276
PWM信号生成部
インバータ駆動信号
Iuvw
V*
θ
274
電圧指令制御部
ω*

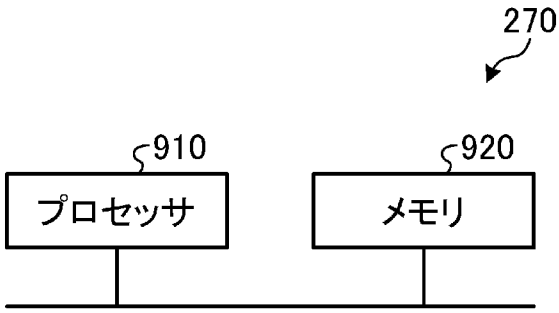
[図6]


電源電流[A]
制御開始
高周波成分重畳
高周波成分減少
直流母線電圧Vdc(V)
高周波成分重畳
直流成分と電源相数2倍周波数が主に重畳
(高周波成分減少)
60
40
20
0
-20
-40
-60
360
340
320
300
280
260
240
220
200
4.95
4.96
4.97
4.98
4.99
5.00
5.01
5.02
5.03
5.04
5.05

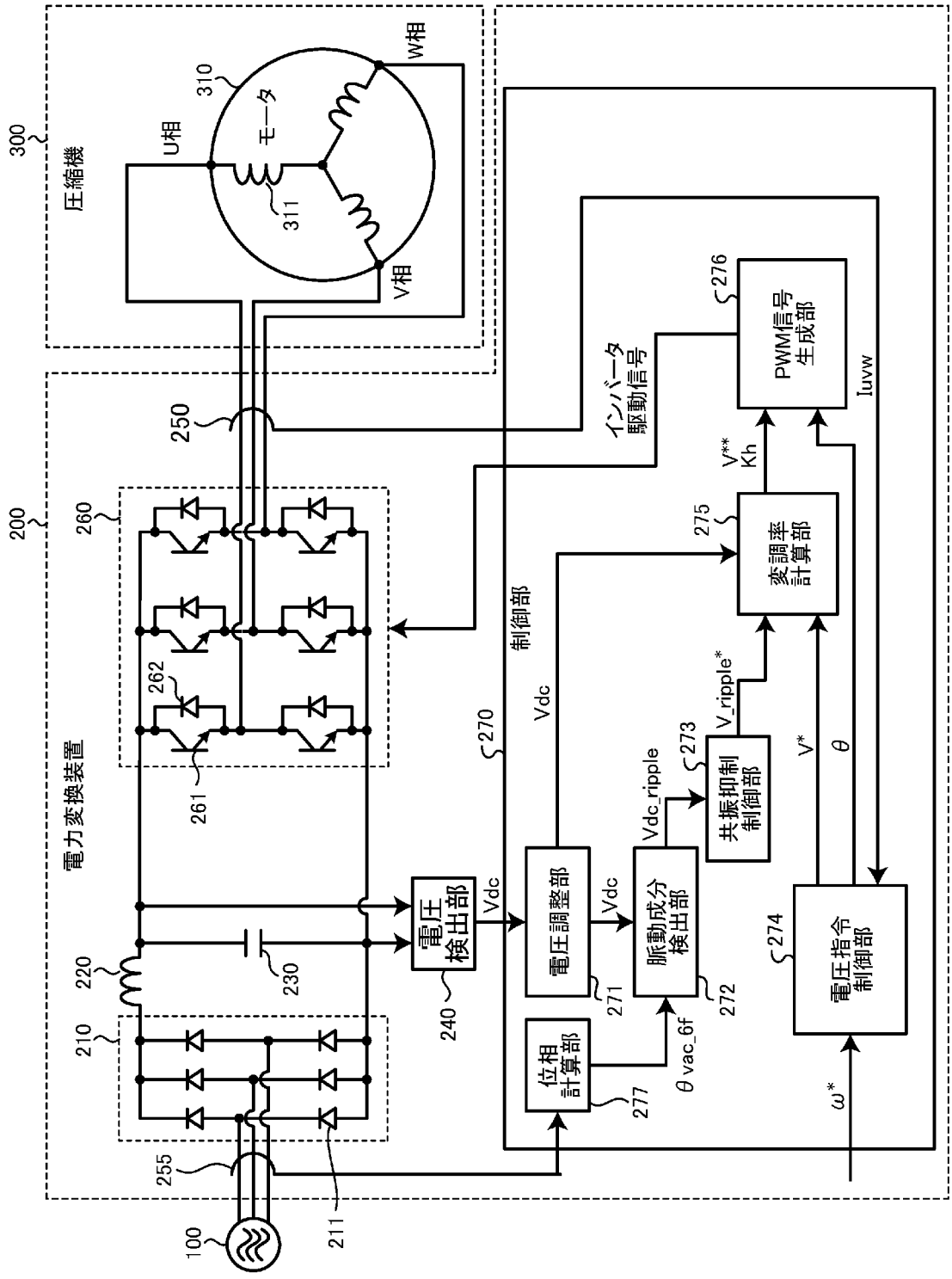
[図7]


スタート
直流母線電圧に対して
フィルタ処理
S1
高周波成分検出
S2
制御量演算
S3
第1の電圧指令生成
S4
変調率および
第2の電圧指令計算
S5
インバータ駆動信号生成
S6
エンド

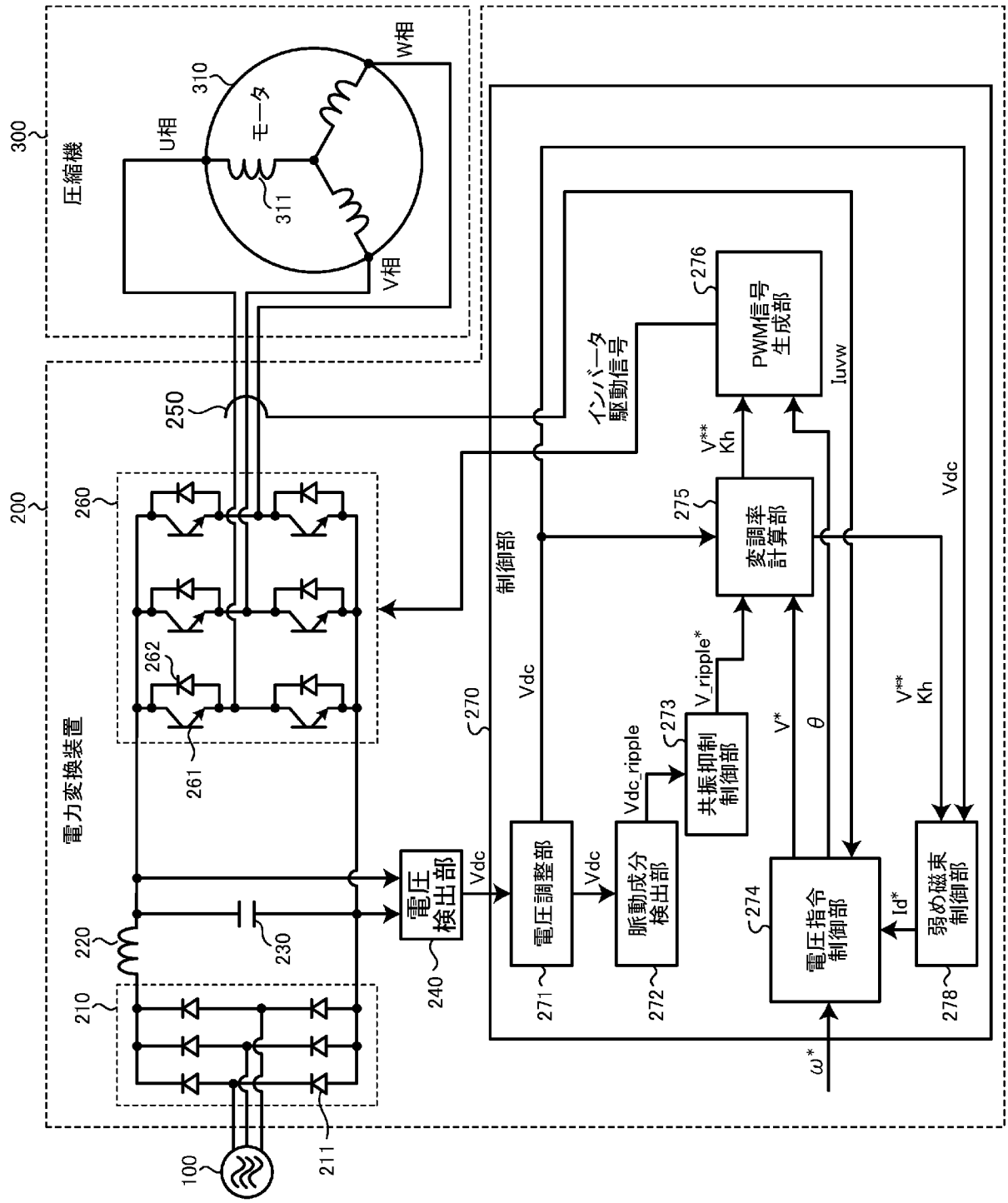
[図8]


270
910
プロセッサ
920
メモリ

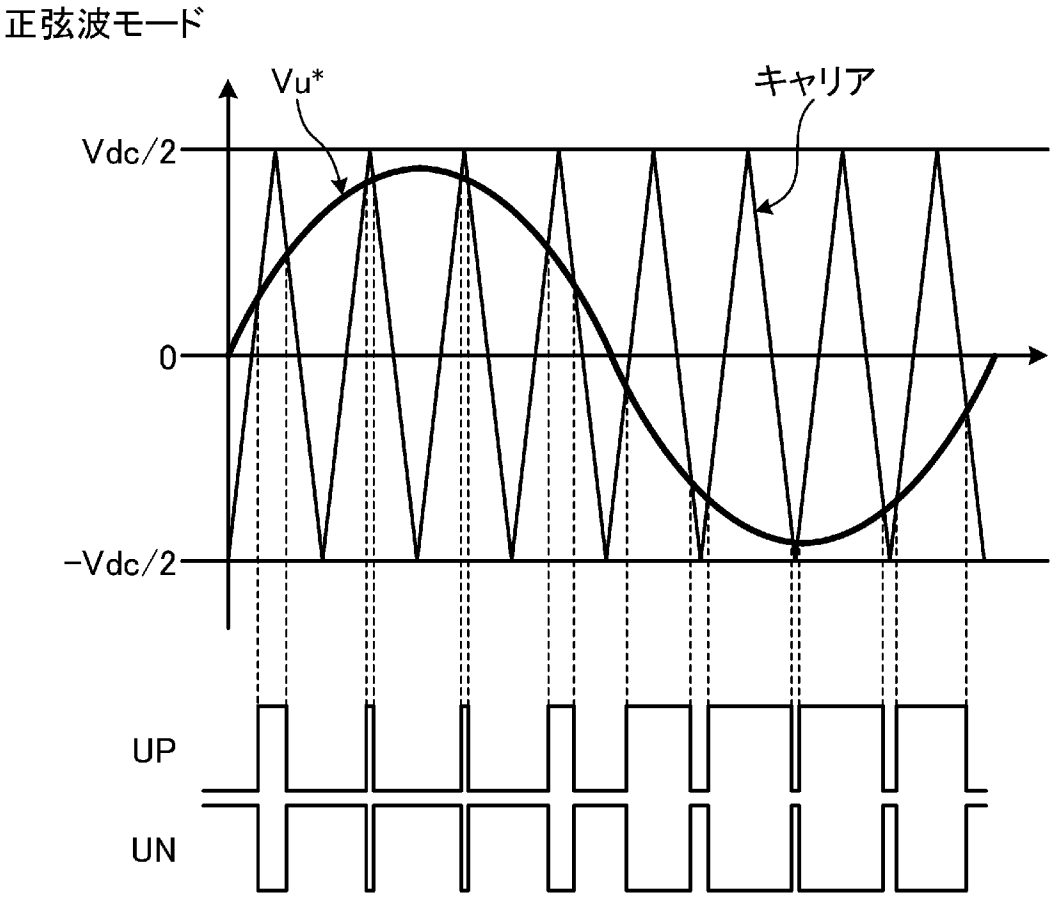
[図9]


300
圧縮機
U相
V相
W相
310
モータ
311
200
電力変換装置
250
260
262
261
220
230
210
255
211
100
240
電圧検出部
Vdc
270
制御部
電圧調整部
271
脈動成分検出部
272
Vdc_ripple
273
共振抑制制御部
V_ripple*
275
変調率計算部
V**
Kh
276
PWM信号生成部
インバータ駆動信号
Iuvw
274
電圧指令制御部
V*
θ
ω*
位相計算部
277
θvac_6f

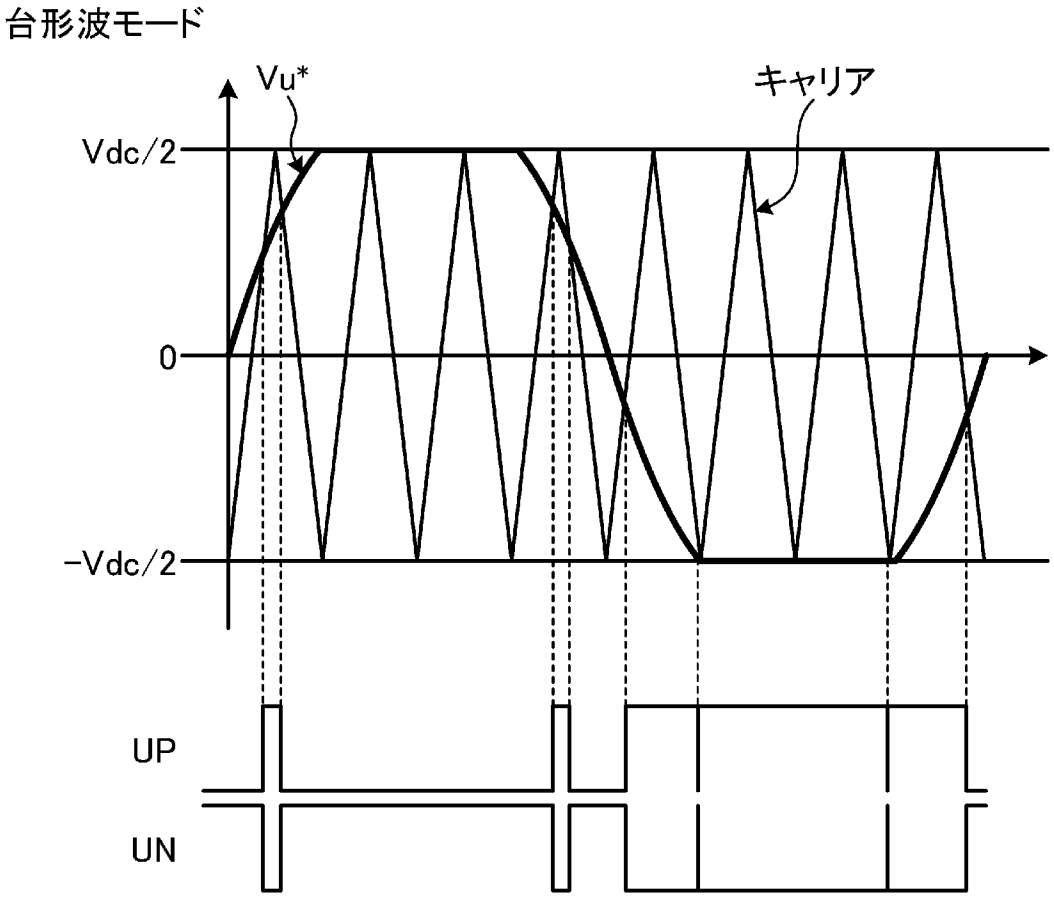
[図10]


300
圧縮機
U相
310
モータ
W相
311
V相
250
200
電力変換装置
260
262
261
220
210
230
211
100
240
電圧検出部
Vdc
270
制御部
271
電圧調整部
Vdc
272
脈動成分検出部
Vdc_ripple
273
共振抑制制御部
V_ripple*
275
変調率計算部
V**
Kh
276
PWM信号生成部
インバータ駆動信号
Iuvw
Vdc
274
電圧指令制御部
V*
θ
Id*
278
弱め磁束制御部
V**
Kh
Vdc
ω*

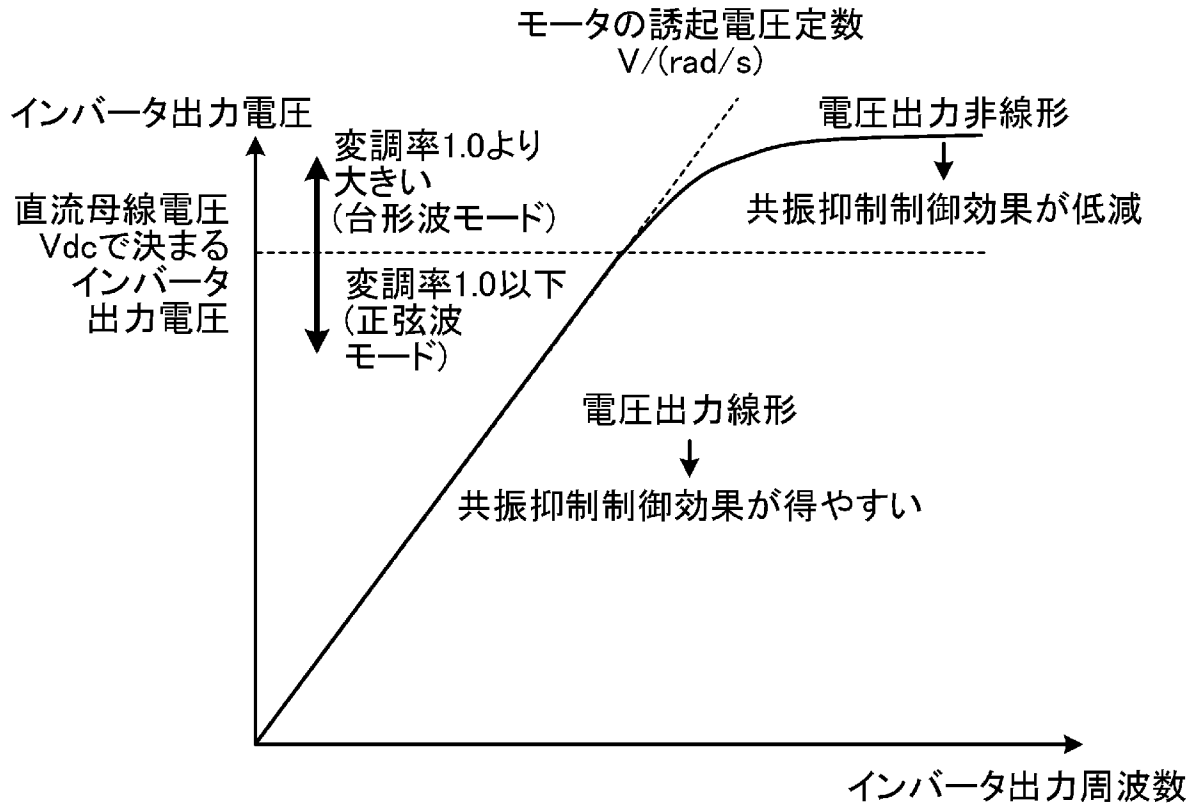
[図11]



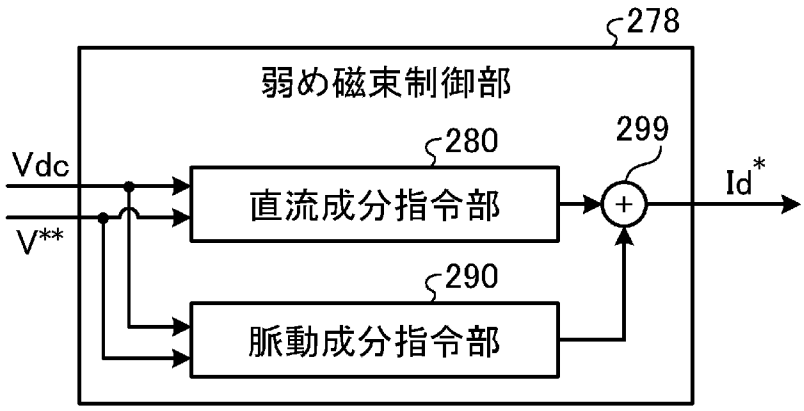
[図12]



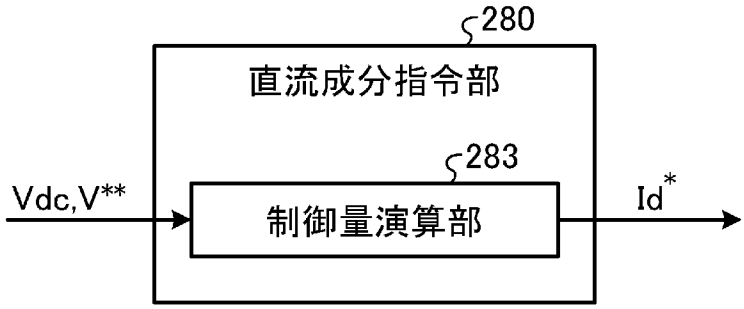
[図13]


モータの誘起電圧定数
V/(rad/s)
インバータ出力電圧
変調率1.0より
大きい
(台形波モード)
直流母線電圧
Vdcで決まる
インバータ
出力電圧
変調率1.0以下
(正弦波
モード)
電圧出力非線形
共振抑制制御効果が低減
電圧出力線形
共振抑制制御効果が得やすい
インバータ出力周波数

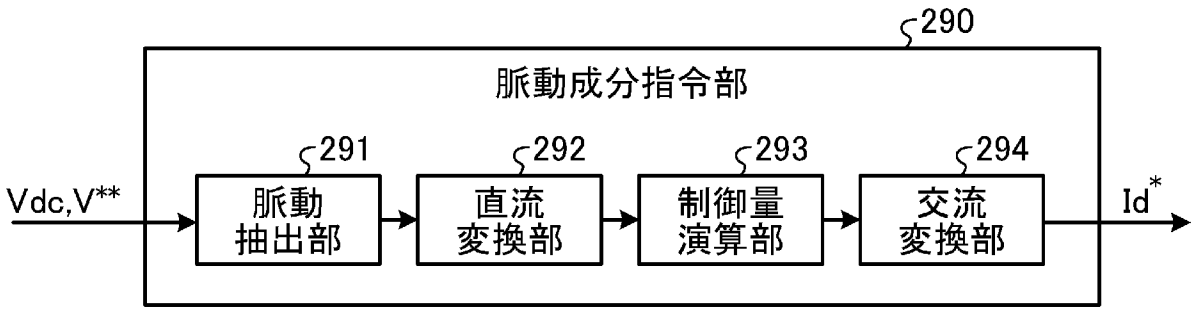
[図14]


278
弱め磁束制御部
280
299
Vdc
V**
直流成分指令部
Id*
290
脈動成分指令部

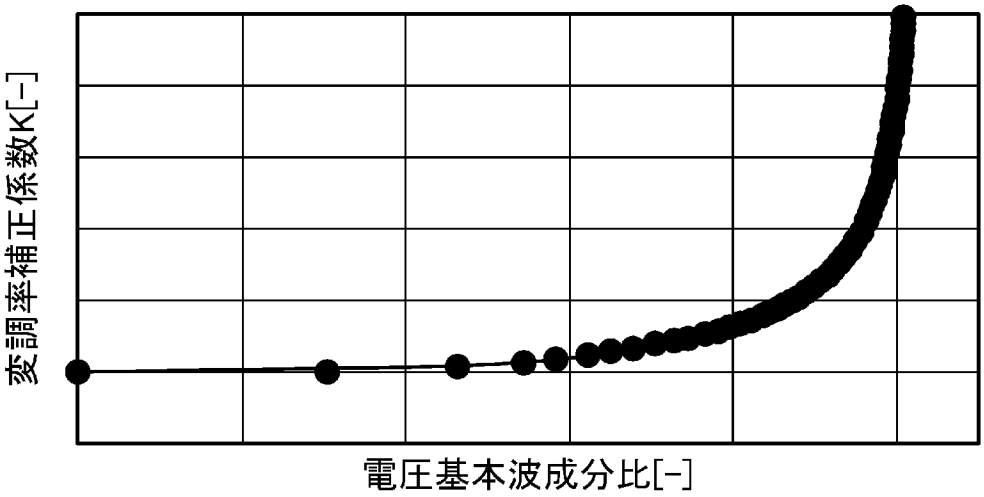
[図15]


280
直流成分指令部
283
Vdc,V**
制御量演算部
Id*

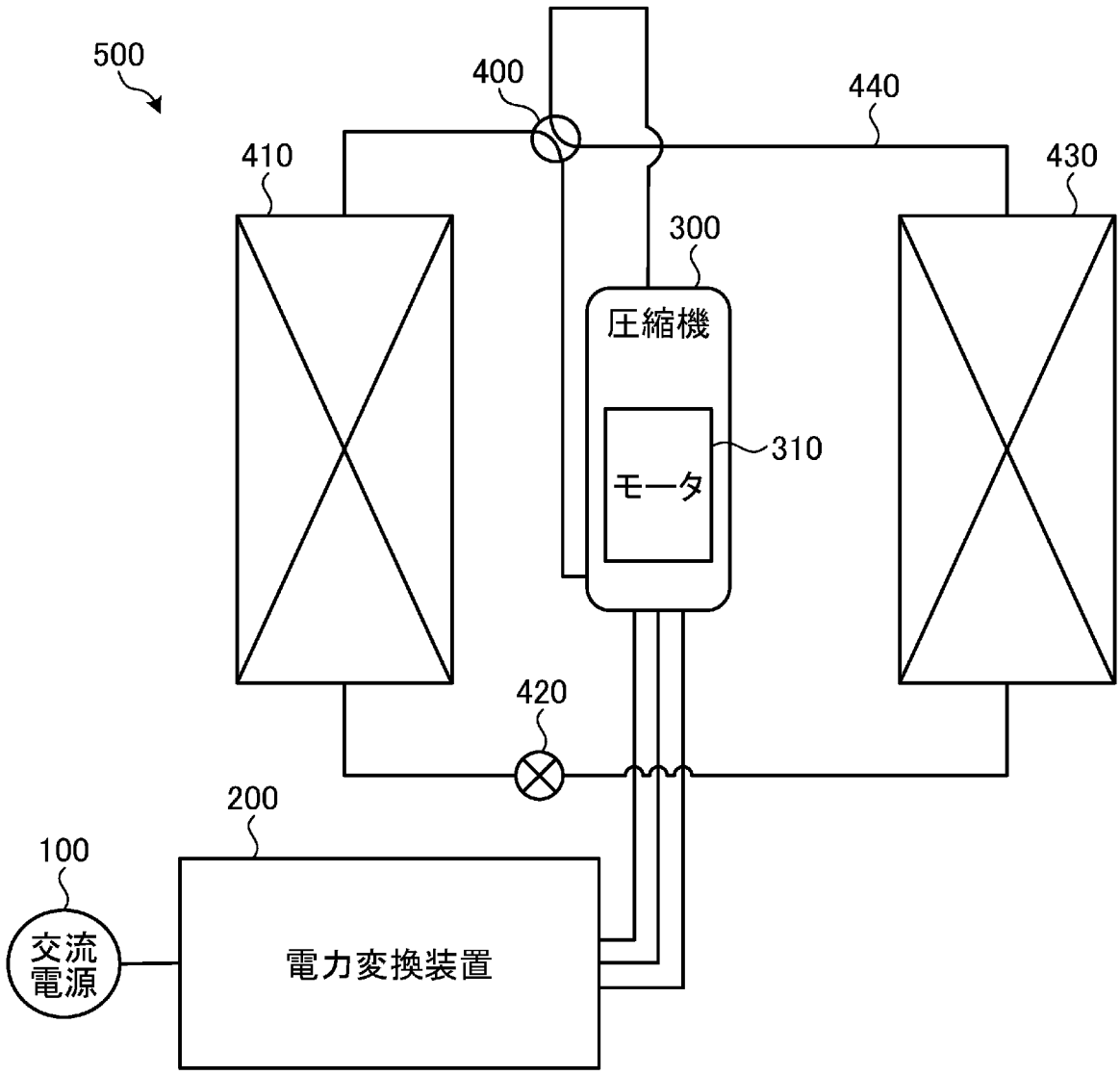
[図16]


290
脈動成分指令部
291
292
293
294
Vdc,V**
脈動
抽出部
直流
変換部
制御量
演算部
交流
変換部
Id*

[図17]



[図18]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2023/008055

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M 7/48(2007.01)i
FI: H02M7/48 E

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

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.
X	JP 2019-083682 A (DAIKIN INDUSTRIES, LTD.) 30 May 2019 (2019-05-30) paragraphs [0031]-[0122], [0180]-[0187], fig. 1-9, 18	1, 2, 10, 11
A		3-9
A	WO 2022/172419 A1 (MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) 18 August 2022 (2022-08-18) entire text, all drawings	1-11
A	JP 2006-271146 A (MATSUSHITA ELECTRIC IND. CO., LTD.) 05 October 2006 (2006-10-05) entire text, all drawings	1-11
A	JP 2012-075226 A (HITACHI, LTD.) 12 April 2012 (2012-04-12) 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
08 May 2023	**16 May 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/JP2023/008055

Patent document cited in search report	Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)	Publication date (day/month/year)
JP 2019-083682 A	30 May 2019	EP 3691105 A1 paragraphs [0031]-[0122], [0180]-[0187], fig. 1-9, 18 CN 111279602 A	
WO 2022/172419 A1	18 August 2022	(Family: none)	
JP 2006-271146 A	05 October 2006	(Family: none)	
JP 2012-075226 A	12 April 2012	(Family: none)	

国際調査報告

国際出願番号
PCT/JP2023/008055

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（ＩＰＣ））

H02M 7/48(2007.01)i
FI: H02M7/48 E

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））

H02M7/48

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
X	JP 2019-083682 A (ダイキン工業株式会社) 30.05.2019 (2019-05-30) [0031]-[0122], [0180]-[0187], 図1-9, 18	1,2,10,11
A		3-9
A	WO 2022/172419 A1 (三菱電機株式会社) 18.08.2022 (2022-08-18) 全文, 全図	1-11
A	JP 2006-271146 A (松下電器産業株式会社) 05.10.2006 (2006-10-05) 全文, 全図	1-11
A	JP 2012-075226 A (株式会社日立製作所) 12.04.2012 (2012-04-12) 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
08.05.2023	16.05.2023

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）

麻生　哲朗 5G 2953

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/JP2023/008055

引用文献	公表日	パテントファミリー文献	公表日
JP 2019-083682 A	30.05.2019	EP 3691105 A1 [0031]-[0122], [0180]-[0187], 図1-9, 18 CN 111279602 A	
WO 2022/172419 A1	18.08.2022	（ファミリーなし）	
JP 2006-271146 A	05.10.2006	（ファミリーなし）	
JP 2012-075226 A	12.04.2012	（ファミリーなし）	