

(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
2023年6月8日(08.06.2023)



(10) 国際公開番号

WO 2023/100360 A1

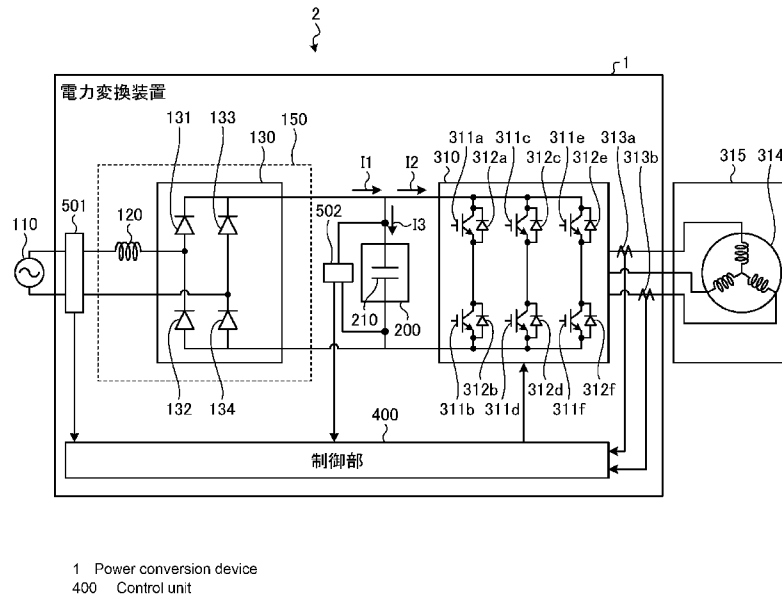
- (51) 国際特許分類:
H02P 21/05 (2006.01) *H02P 27/06* (2006.01)
H02P 6/10 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2021/044502
- (22) 国際出願日: 2021年12月3日(03.12.2021)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (71) 出願人:三菱電機株式会社(MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者:松尾 遥(MATSUO, Haruka); 〒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). 沓木 知宏(KUTSUKI, Tomohiro); 〒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). 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). 谷山 雄紀(TANIYAMA, Yuki); 〒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

(54) Title: POWER CONVERSION DEVICE, MOTOR DRIVING DEVICE, AND REFRIGERATION CYCLE APPLICATION EQUIPMENT

(54) 発明の名称: 電力変換装置、モータ駆動装置および冷凍サイクル適用機器



1 Power conversion device
400 Control unit

(57) Abstract: A power conversion device (1) comprises: a converter (150) that rectifies a first AC voltage which is supplied from an AC power supply (110); a capacitor (210) that is connected to an output terminal of the converter (150) and that smooths, into a second DC voltage which includes a first ripple, a first DC voltage which has been rectified by the converter (150); an inverter (310) that is connected to both ends of the capacitor (210) and that converts the second DC voltage into a second AC voltage which corresponds to a desired frequency; and a voltage detection unit (502) that

の門三井ビルディング 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, 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, IT, 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, 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, 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))

acquires a physical quantity which is correlated with the second DC voltage, wherein the power conversion device controls the second AC voltage so that a second ripple which is correlated with the first ripple is superimposed on an output voltage of the inverter.

(57) 要約: 電力変換装置 (1) は、交流電源 (110) から供給される第1の交流電圧を整流するコンバータ (150) と、コンバータ (150) の出力端に接続され、コンバータ (150) で整流された第1の直流電圧を、第1のリプルを含む第2の直流電圧に平滑化するコンデンサ (210) と、コンデンサ (210) の両端に接続され、第2の直流電圧を所望の周波数に応じた第2の交流電圧に変換するインバータ (310) と、第2の直流電圧と相関のある物理量を取得する電圧検出部 (502) と、を備え、第1のリプルと相関のある第2のリプルをインバータの出力電圧に重畳するように第2の交流電圧を制御する。

明 細 書

発明の名称：

電力変換装置、モータ駆動装置および冷凍サイクル適用機器

技術分野

[0001] 本開示は、交流電力を所望の電力に変換する電力変換装置、モータ駆動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、交流電源から供給される交流電力を所望の交流電力に変換し、空気調和機などの負荷に供給する電力変換装置がある。例えば、特許文献1には、空気調和機の制御装置である電力変換装置が、交流電源から供給される交流電力を整流部であるダイオードスタックで整流し、さらに平滑コンデンサで平滑した電力を、複数のスイッチング素子からなるインバータで所望の交流電力に変換し、負荷である圧縮機モータに出力する技術が開示されている。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：特開平7－71805号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] しかしながら、上記従来の技術によれば、平滑コンデンサに大きな電流が流れるため、平滑コンデンサの経年劣化が加速する、という問題があった。このような問題に対して、平滑コンデンサの容量を大きくすることでコンデンサ電圧のリプル変化を抑制する、またはリプルによる劣化耐量の大きい平滑コンデンサを使用する方法が考えられるが、コンデンサ部品のコストが高くなり、また装置が大型化してしまう。

[0005] 本開示は、上記に鑑みてなされたものであって、平滑用のコンデンサの劣化を抑制しつつ、装置の大型化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

[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、交流電源から供給される第1の交流電圧を整流するコンバータと、コンバータの出力端に接続され、コンバータで整流された第1の直流電圧を、第1のリプルを含む第2の直流電圧に平滑化するコンデンサと、コンデンサの両端に接続され、第2の直流電圧を所望の周波数に応じた第2の交流電圧に変換するインバータと、第2の直流電圧と相関のある物理量を取得する検出部と、を備える。電力変換装置は、第1のリプルと相関のある第2のリプルをインバータの出力電圧に重畳するように第2の交流電圧を制御する。

発明の効果

[0007] 本開示に係る電力変換装置は、平滑用のコンデンサの劣化を抑制しつつ、装置の大型化を抑制できる、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の制御部におけるコンデンサの充放電電流を抑制する制御の有無による電力変換装置の動作状態を示す図

[図3]実施の形態1に係る電力変換装置におけるコンデンサの充放電の状態を示す図

[図4]実施の形態1に係る電力変換装置の制御部が備える直流母線電圧の脈動を抑制するq軸電流指令を生成する構成を示す第1のブロック図

[図5]実施の形態1に係る電力変換装置が備えるフィルタの例を示す図

[図6]実施の形態1に係る電力変換装置の制御部でプラントモデルを有する場合の接続例を示す図

[図7]実施の形態1に係る電力変換装置の制御部が備える直流母線電圧の脈動を抑制するq軸電流指令を生成する構成を示す第2のブロック図

[図8]実施の形態1に係る電力変換装置の制御部によるq軸電流指令に対する各制御の電流量の割合を示す第1の図

[図9]実施の形態 1 に係る電力変換装置の制御部による q 軸電流指令に対する各制御の電流量の割合を示す第 2 の図

[図10]実施の形態 1 に係る電力変換装置においてコンデンサの充放電電流を抑制する制御を行ったときの周波数とコンデンサの電流の実効値との関係の例を示す図

[図11]実施の形態 1 に係る電力変換装置における具体的な脈動分抽出の例を示す図

[図12]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13]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14]実施の形態 2 に係る電力変換装置の構成例を示す第 1 の図

[図15]実施の形態 2 に係る電力変換装置の構成例を示す第 2 の図

[図16]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、モータ駆動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、交流電源 110 および圧縮機 315 に接続される。電力変換装置 1 は、交流電源 110 から供給される電源電圧 V_s の第 1 の交流電圧を所望の振幅および位相を有する第 2 の交流電圧に変換し、圧縮機 315 に供給する。交流電源 110 は、単相交流電源であってもよいし、三相交流電源であってもよい。以降では、交流電源 110 が単相交流電源の場合を例にして説明する。電力変換装置 1 は、電圧検出部 501 と、コンバータ 150 と、平滑部 200 と、電圧検出部 502 と、インバータ 310 と、電流検出部 313 a, 313 b と、制御部 400 と、を備える。コンバータ 150 は、リアクトル 120 と、整流部 130 と、を備える。なお、電力変換装置 1

、および圧縮機 315 が備えるモータ 314 によって、モータ駆動装置 2 を構成している。

[0011] 電圧検出部 501 は、交流電源 110 から供給される電源電圧 V_s の第 1 の交流電圧の電圧値を検出し、検出した電圧値を制御部 400 に出力する。電圧検出部 501 は、第 1 の交流電圧の電力状態を検出する検出部である。なお、電圧検出部 501 は、第 1 の交流電圧の電力状態として、第 1 の交流電圧のゼロクロスを検出してもよい。

[0012] コンバータ 150 は、単相交流電源である交流電源 110 から供給される電源電圧 V_s の第 1 の交流電圧を整流する。コンバータ 150 において、リアクトル 120 は、交流電源 110 と整流部 130 との間に接続される。整流部 130 は、整流素子 131 ~ 134 によって構成されるブリッジ回路を有し、交流電源 110 から供給される電源電圧 V_s の第 1 の交流電圧を整流して出力する。整流部 130 は、全波整流を行うものである。

[0013] 平滑部 200 は、整流部 130 の出力端に接続される。平滑部 200 は、平滑素子としてコンデンサ 210 を有し、整流部 130 によって整流された電圧を平滑化する。コンデンサ 210 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。コンデンサ 210 は、コンバータ 150 の出力端、具体的には整流部 130 の出力端に接続され、整流部 130 によって整流された電圧を平滑化するような容量を有する。平滑化によりコンデンサ 210 に発生する電圧は交流電源 110 の全波整流波形形状ではなく、直流成分に交流電源 110 の周波数に応じた電圧リップルが重畳した波形形状となり、大きく脈動しない。この電圧リップルの周波数は、交流電源 110 が単相交流電源の場合は電源電圧 V_s の周波数の 2 倍成分が主成分となる。交流電源 110 から入力される電力とインバータ 310 から出力される電力とが変化しない場合、この電圧リップルの振幅はコンデンサ 210 の容量によって決まる。例えば、コンデンサ 210 に発生する電圧リップルの最大値が最小値の 2 倍未満となるような範囲で脈動している。このように、コンデンサ 210 は、コンバータ 150 の出力端に接続され、コンバータ 150 で整流された第 1

の直流電圧を、第1のリプルを含む第2の直流電圧に平滑化する。

[0014] 電圧検出部502は、整流部130によって整流され、整流部130から平滑部200に流入される電流によって充電された平滑部200すなわちコンデンサ210の両端電圧である直流母線電圧 V_{dc} を検出し、検出した電圧値を制御部400に出力する。電圧検出部502は、コンデンサ210の電力状態として、第1のリプルを含む第2の直流電圧と相関のある物理量を検出する検出部である。以降の説明において、電圧検出部502を第1の検出部と称し、電圧検出部502で検出される物理量を第1の物理量と称することがある。

[0015] インバータ310は、平滑部200、すなわちコンデンサ210の両端に接続される。インバータ310は、スイッチング素子311a～311f、および還流ダイオード312a～312fを有する。インバータ310は、制御部400の制御によってスイッチング素子311a～311fをオンオフし、整流部130および平滑部200から出力される電圧を所望の振幅および位相を有する第2の交流電圧に変換、すなわち第2の交流電圧を生成して、接続される圧縮機315のモータ314に出力する。インバータ310は、第1のリプルを含む第2の直流電圧を所望の周波数に応じた第2の交流電圧に変換する。

[0016] 電流検出部313a, 313bは、各々、インバータ310から出力される3相の電流のうち1相の電流値を検出し、検出した電流値を制御部400に出力する。なお、制御部400は、インバータ310から出力される3相の電流値のうち2相の電流値を取得することで、インバータ310から出力される残りの1相の電流値を算出することができる。電流検出部313a, 313bは、モータ314によって発生する回転数と相関のある第3のリプルを含む第2の物理量を取得する検出部である。以降の説明において、電流検出部313a, 313bを第2の検出部と称することがある。

[0017] 圧縮機315は、圧縮機駆動用のモータ314を有する負荷である。モータ314は、インバータ310から供給される第2の交流電圧の振幅および

位相に応じて回転し、圧縮動作を行う。例えば、圧縮機 315 が空気調和機などで使用される密閉型圧縮機の場合、圧縮機 315 の負荷トルクは定トルク負荷とみなせる場合が多い。モータ 314 について、図 1 ではモータ巻線が Y 結線の場合を示しているが、一例であり、これに限定されない。モータ 314 のモータ巻線は、 Δ 結線であってもよいし、Y 結線と Δ 結線とが切り替え可能な仕様であってもよい。

[0018] なお、電力変換装置 1 において、図 1 に示す各構成の配置は一例であり、各構成の配置は図 1 で示される例に限定されない。例えば、リアクトル 120 は、整流部 130 の後段に配置されてもよい。また、電力変換装置 1 は、昇圧部を備えてもよいし、整流部 130 に昇圧部の機能を持たせるようにしてもよい。以降の説明において、電圧検出部 501, 502、および電流検出部 313a, 313b をまとめて検出部と称することがある。また、電圧検出部 501, 502 で検出された電圧値、および電流検出部 313a, 313b で検出された電流値を、検出値と称することがある。

[0019] 制御部 400 は、電圧検出部 501 から第 1 の交流電圧の電源電圧 V_s の電圧値を取得し、電圧検出部 502 から平滑部 200 の直流母線電圧 V_{dc} の電圧値を取得し、電流検出部 313a, 313b からインバータ 310 によって変換された所望の振幅および位相を有する第 2 の交流電圧の電流値を取得する。制御部 400 は、各検出部によって検出された検出値を用いて、インバータ 310 の動作、具体的には、インバータ 310 が有するスイッチング素子 311a ~ 311f のオンオフを制御する。また、制御部 400 は、各検出部によって検出された検出値を用いて、モータ 314 の動作を制御する。本実施の形態において、制御部 400 は、整流部 130 から平滑部 200 のコンデンサ 210 に流入する電流の脈動に応じた脈動を含む第 2 の交流電力をインバータ 310 から負荷である圧縮機 315 に出力するようにインバータ 310 の動作を制御する。平滑部 200 のコンデンサ 210 に流入する電流の脈動に応じた脈動とは、例えば、平滑部 200 のコンデンサ 210 に流入する電流の脈動の周波数などによって変動する脈動である。これによ

り、制御部400は、平滑部200のコンデンサ210に流れる電流を抑制する。なお、制御部400は、各検出部から取得した全ての検出値を用いなくてもよく、一部の検出値を用いて制御を行ってもよい。制御部400は、電圧検出部502で検出された第1のリプルと相関のある第2のリプルをインバータ310からの出力電圧に重畳するように第2の交流電圧を制御する。

[0020] 制御部400は、モータ314の速度、電圧、電流のいずれかが所望の状態になるように制御を行う。ここで、モータ314が圧縮機315の駆動用に使用され、圧縮機315が密閉型圧縮機の場合、モータ314に回転子位置を検出する位置センサを取り付けることが構造的にもコスト的にも難しいので、制御部400は、モータ314の制御を位置センサレスで行う。モータ314の位置センサレス制御方法については、一次磁束一定制御、およびセンサレスベクトル制御の2種類がある。本実施の形態では、一例として、センサレスベクトル制御をベースに説明する。なお、以降で説明する制御方法については、軽微な変更で一次磁束一定制御に適用することも可能である。本実施の形態において、制御部400は、後述するように、モータ314の回転子位置に同期して回転するd-q回転座標を用いて、インバータ310およびモータ314の動作を制御する。

[0021] つづいて、制御部400における、平滑部200のコンデンサ210に流れる電流を抑制する制御について説明する。図1に示すように、電力変換装置1において、整流部130から平滑部200のコンデンサ210への入力電流を入力電流I1とし、平滑部200のコンデンサ210からインバータ310への出力電流を出力電流I2とし、平滑部200のコンデンサ210の充放電電流を充放電電流I3とする。この場合、入力電流I1＝出力電流I2＋充放電電流I3の関係が成り立つ。コンデンサ210に充放電電流I3が流れるということは、コンデンサ210が充放電していることを意味しており、コンデンサ210の充放電によってコンデンサ210の両端電圧、すなわち直流母線電圧V_dは脈動する。そのため、制御部400は、直流母

線電圧 V_{dc} の脈動を抑制するように制御することで、コンデンサ 210 の充放電電流 I_3 を抑制する。制御部 400 は、直流母線電圧 V_{dc} の脈動に相当する電流を、出力電流 I_2 に追加することで、コンデンサ 210 の充放電電流 I_3 を抑制することができる。

[0022] 図 2 は、実施の形態 1 に係る電力変換装置 1 の制御部 400 におけるコンデンサ 210 の充放電電流 I_3 を抑制する制御の有無による電力変換装置 1 の動作状態を示す図である。図 2 (a) および図 2 (b) は交流電源 110 から供給される電源電圧 V_s の第 1 の交流電圧、および整流部 130 から出力される整流後の電圧を示し、図 2 (c) および図 2 (d) はインバータ 310 からモータ 314 に流れる電流を示し、図 2 (e) および図 2 (f) はコンデンサ 210 に流れる電流、すなわちコンデンサ 210 の充放電電流 I_3 を示す。また、図 2 において、左側の図 2 (a)、図 2 (c)、および図 2 (e) は制御部 400 におけるコンデンサ 210 の充放電電流 I_3 を抑制する制御無しの状態を示し、右側の図 2 (b)、図 2 (d)、および図 2 (f) は制御部 400 におけるコンデンサ 210 の充放電電流 I_3 を抑制する制御有りの状態を示している。

[0023] 図 2 (a) に示すように、整流部 130 から出力される整流後の電圧は、単相交流電源である交流電源 110 の電源周波数の 2 倍の周波数で脈動している。なお、図 2 (b) も図 2 (a) と同じ状態のものを示している。制御部 400 におけるコンデンサ 210 の充放電電流 I_3 を抑制する制御無しの場合、直流母線電圧 V_{dc} の脈動、すなわちコンデンサ 210 の充放電電流 I_3 の脈動も、図 2 (e) に示すように、単相交流電源である交流電源 110 の電源周波数の 2 倍の周波数で脈動している。ここで、制御部 400 が、インバータ 310 からモータ 314 に流れる電流である出力電流 I_2 にコンデンサ 210 の充放電電流 I_3 の脈動に相当する電流を追加する、すなわち図 2 (c) の状態から図 2 (d) の状態にする制御を行うことで、図 2 (f) に示すように、コンデンサ 210 の充放電電流 I_3 を抑制することができる。なお、図 2 では、単相交流電源である交流電源 110 の電源周波数、すな

わち第1の交流電圧の基本周波数を f とし、交流電源110の電源周波数の2倍の周波数を電源 $2f$ と表記している。実際の電力変換装置1では、交流電源110の配線の影響、負荷である圧縮機315の動作状態に応じて様々な周波数帯の脈動が発生しているが、ここでは省略している。

[0024] 図3は、実施の形態1に係る電力変換装置1におけるコンデンサ210の充放電の状態を示す図である。図3(a)および図3(b)に示すように、コンデンサ210の電圧よりも交流電源110からの電圧が小さい場合、コンデンサ210が放電することで、コンデンサ210からインバータ310を介してモータ314に電流が流れる。図3(c)および図3(d)に示すように、コンデンサ210の電圧よりも交流電源110からの電圧が大きい場合、放電した分をコンデンサ210が充電することで、交流電源110から整流部130、およびインバータ310を介してモータ314に電流が流れる。

[0025] 制御部400がコンデンサ210の充放電電流 I_3 を抑制する制御の目的は、コンデンサ210に流れる電流を少なくしてコンデンサ210の容量を減らすことである。ここで、電力変換装置1において、コンデンサ210に流れる電流を直接検出してフィードバック制御を組むことでコンデンサ210に流れる電流を減らす方法も考えられるが、電流センサを使う場合はコストが高く、シャント抵抗器を使用するような電流検出回路はノイズ対策、熱対策などの設計が煩雑である。本実施の形態では、電力変換装置1は、図1に示すように、コンデンサ210の電流と相関のある直流母線電圧 V_{dc} を検出し、制御部400が、脈動成分を抽出し、脈動を抑えるようにインバータ310の出力を制御することで、間接的にコンデンサ210の電流を低減する。特に、コンデンサ210の容量を減らしたことで直流母線電圧 V_{dc} の脈動が大きくなるため、電力変換装置1では、直流母線電圧 V_{dc} の検出において S/N (Signal/Noise) 比が良いというメリットがある。このような本実施の形態の制御で必要となる情報は、直流母線電圧 V_{dc} の検出値、および交流電源110の電源周波数である。制御部400は、直流母線

電圧 V_{dc} から、直流母線電圧 V_{dc} の脈動の周波数成分を抽出し、 q 軸電流指令を生成する。

[0026] 図4は、実施の形態1に係る電力変換装置1の制御部400が備える直流母線電圧 V_{dc} の脈動を抑制する q 軸電流指令を生成する構成を示す第1のブロック図である。図4に示す構成は、直流母線電圧 V_{dc} の脈動を0にするため、 q 軸電流指令の値が0のフィードバックループによって形成される。直流母線電圧 V_{dc} については、電圧検出部502の検出値によって得ることができる。以降の説明において、 q 軸電流指令の値が0のことを指令値0と省略して記載することがある。

[0027] ここで、電力変換装置1における直流母線電圧 V_{dc} の検出方法について説明する。電力変換装置1では、例えば、電圧検出部502が抵抗の直列比によって分圧した直流母線電圧 V_{dc} の値を制御部400で検出するのが一般的だが、直流母線電圧 V_{dc} のリップル成分を含む物理量が検出できればよいので、方法は限定されない。コンデンサ210の充放電電流 I_3 を抑制する制御では、特に直流母線電圧 V_{dc} の直流成分は不要であるため、必ずしも上記のような方法で直流母線電圧 V_{dc} の電圧値を直接検出する必要はない。コンデンサ210の充放電電流 I_3 を直接検出する場合、DCCT (Direct Current Current Transformer)、ACCT (Alternating Current Current Transformer) などの高価なセンサが必要になり、シャント抵抗器などを用いた検出では損失、熱などが課題となる。これに対して、直流母線電圧 V_{dc} を検出する回路は、一般的に電流検出と比較して安価であり、損失、熱などを気にする必要がないため導入が容易である。また、直流母線電圧 V_{dc} を検出する回路は、後述する実施の形態2のように、昇圧部を含むコンバータとの併用が可能である。

[0028] 電圧検出部502は、直流母線電圧 V_{dc} の検出タイミングについて、インバータ310のキャリアと同期して直流母線電圧 V_{dc} を検出してもよいし、後述するようにコンバータが昇圧部を使用する場合はコンバータのキャリア

と同期して直流母線電圧 V_{dc} を検出してもよい。電圧検出部 502 は、サンプリング定理を考慮して少なくとも交流電源 110 の電源周波数の 2 倍の周波数でサンプリング、すなわち交流電源 110 の電源周波数の 2 倍の周波数よりも速い周期で直流母線電圧 V_{dc} を検出できればよい。このように、電圧検出部 502 は、第 1 のリップルの周波数よりも短い周期で物理量を検出する。また、電圧検出部 502 は、インバータ 310 が有するスイッチング素子 311a ~ 311f の導通または非導通が変化するタイミングと同期して物理量を検出してもよい。

[0029] 直流母線電圧 V_{dc} を検出する回路のノイズ対策について、直流母線電圧 V_{dc} 。そのものはコンデンサ 210 によって電圧値が大きく脈動することはないが、検出値の信号線そのものにノイズが重畳するおそれがある。そのため、電力変換装置 1 は、電圧検出部 502 から直流母線電圧 V_{dc} の検出値を取得する制御部 400 の入力端に、フィルタを備えていてもよい。図 5 は、実施の形態 1 に係る電力変換装置 1 が備えるフィルタ 513 の例を示す図である。電力変換装置 1 は、例えば、抵抗 511 およびコンデンサ 512 からなるフィルタ 513 を備える。制御部 400 が必要とする直流母線電圧 V_{dc} の脈動成分は交流電源 110 の電源周波数の 2 倍の周波数なので、フィルタ 513 のカットオフ周波数は、交流電源 110 の電源周波数の 2 倍の周波数以上に設計すればよい。例えば、抵抗 511 の抵抗値を $10\text{ k}\Omega$ とし、コンデンサ 512 の容量を 1000 pF とすると、フィルタ 513 のカットオフ周波数は 16 kHz となる。なお、電力変換装置 1 は、ノイズ対策ができればよいので、図 5 に示すフィルタ 513 に替えて、制御部 400 の内部にデジタルフィルタを備える構成であってもよい。このように、電力変換装置 1 は、電子部品によって構成される特定の周波数成分を減衰させるアナログフィルタ、または制御部 400 の演算によって特定の周波数成分を減衰させるデジタルフィルタのいずれかを用いて、物理量の特定の周波数成分を減衰させることで、ノイズを減衰させる。前述のアナログフィルタまたはデジタルフィルタのカットオフ周波数は、第 1 のリップルの周波数の 2 倍以上の周波数である

。

[0030] 図4の説明に戻る。2次ローパスフィルタ401は、直流母線電圧 V_{dc} の直流成分を通過させる。減算部402は、直流母線電圧 V_{dc} から2次ローパスフィルタ401を通過後の直流母線電圧 V_{dc} の直流成分を減算することで、直流母線電圧 V_{dc} から直流成分を除去する。すなわち、フィルタ403は、直流母線電圧 V_{dc} から直流成分を除去するある種のハイパスフィルタである。なお、フィルタ403は後述する脈動分の抽出を高精度にすることが目的であるので、フィルタ403については省略してもよい。減算部404は、指令値0と直流成分除去後の直流母線電圧 V_{dc} との差分を演算する。

[0031] 脈動分抽出部405は、指令値0と直流成分除去後の直流母線電圧 V_{dc} との差分から特定周波数成分、具体的には $\cos 2f$ 成分を直流化して抽出する。2fとは、交流電源110の電源周波数、すなわち第1の交流電圧の基本周波数の2倍の周波数である。脈動分抽出部407は、指令値0と直流成分除去後の直流母線電圧 V_{dc} との差分から特定周波数成分、具体的には $\sin 2f$ 成分を直流化して抽出する。脈動分抽出部405、407は、特定周波数成分の脈動だけを抽出して減少させることで、ビート、側帯波などの発生を抑え、波形を歪みにくくする。制御部400は、脈動分抽出部405が抽出したい特定周波数成分と同じ周波数の三角関数 $\cos 2f$ を積算し、脈動分抽出部407が抽出したい特定周波数成分と同じ周波数の三角関数 $\sin 2f$ を積算することで、簡易的なフーリエ変換を実施している。

[0032] 例えば、直流成分除去後の直流母線電圧 V_{dc} を $V_{dc} = A \sin(\omega t)$ とする。なお、 $\omega = 2\pi f_1$ であり、 f_1 は100Hzまたは120Hzとなる。脈動分抽出部405は式(1)の演算を行い、脈動分抽出部407は式(2)の演算を行う。

$$[0033] \quad A \sin(\omega t) \times 2 \cos(\omega t) = 2 A \sin(\omega t) \cos(\omega t) = A \sin(2\omega t) \quad \cdots (1)$$

$$[0034] \quad A \sin(\omega t) \times 2 \sin(\omega t) = 2 A \sin^2(\omega t) = A - A \cos(2\omega t) \quad \cdots (2)$$

[0035] 脈動分抽出部405は、式(1)で得られた値をローパスフィルタでフィルタリングすることで $\sin$ 成分を取り除く。同様に、脈動分抽出部407は、式(2)で得られた値をローパスフィルタでフィルタリングすることで $\cos$ 成分を取り除く。これにより、脈動分抽出部405, 407において、 $\sin(\omega t)$ の振幅値 A を抽出することができる。脈動分抽出部405, 407で使用するローパスフィルタは、抽出したい周波数成分の2倍の周波数が十分に除外できればよい。例えば、カットオフ周波数を $\omega/10$ として設計する。なお、脈動分抽出部405, 407で使用するローパスフィルタについては、これに限定されず、バンドパスフィルタなど、直流成分である振幅値 A が取り出せれば他のフィルタでもよい。

[0036] 積分制御部406は、脈動分抽出部405で抽出された周波数成分がゼロになるように積分制御を実施し、必要な電流量を演算する。積分制御部408は、脈動分抽出部407で抽出された周波数成分がゼロになるように積分制御を実施し、必要な電流量を演算する。なお、積分制御部406, 408については、積分制御の他、比例制御、微分制御などと組み合わせて演算を行ってもよい。積分制御部406, 408で使用するゲイン係数 K については、図6に示すプラントモデルを表す関数の逆関数となるように設計される。図6は、実施の形態1に係る電力変換装置1の制御部400でプラントモデル420を有する場合の接続例を示す図である。実際のゲイン係数 K は、プラントモデル420の具体的な回路構成などによって変化する。制御部400は、積分制御部406, 408によるフィードバック構成によって、ロバスト性の高い、コンデンサ210の充放電電流 I_3 を抑制する制御を実現できる。

[0037] 交流復元処理部409は、積分制御部406, 408の演算結果を入力とし、演算結果を1つの交流信号に復元する。交流復元処理部409は、復元した交流信号を q 軸電流指令として出力する。交流復元処理部409は、例えば、積分制御部406からの出力を $I_{q2f-\cos}$ とし、積分制御部408からの出力を $I_{q2f-\sin}$ とすると、式(3)のように q 軸電流指令 I_{qd2v} を算

出する。

$$\begin{aligned} [0038] \quad I_{qd2v} = & I_{q2f-\cos} \sin(2\omega_{in}t) - I_{q2f-\sin} \cos(2\omega_{in}t) \\ & \dots (3) \end{aligned}$$

[0039] 交流復元の際に交流復元処理部409が位相を90度ずらしているのは、直流母線電圧 V_{dc} とコンデンサ210の充放電電流 I_3 との位相差が90度のためである。これにより、制御部400は、直流母線電圧 V_{dc} と同じ周波数でq軸電流を脈動させ、インバータ310の出力電圧を脈動させることができる。

[0040] 発明者は、電力変換装置1において、実際に交流電源110の電源周波数の2倍の周波数と同じ脈動成分をインバータ310から出力させることで、コンデンサ210に流れる電流の実効値が低減されることを解析にて確認している。解析結果は、前述の図2に示す通りである。コンデンサ210の充放電電流 I_3 を抑制する制御無しと比較して、コンデンサ210の充放電電流 I_3 を抑制する制御有りの方が、コンデンサ電流の実効値が低減していることが確認できる。これは、制御部400が、図3などの例において、交流電源110からの電圧が高いときにインバータ出力を大きくし、交流電源110からの電圧が低いときにインバータ出力を小さくすることで、コンデンサ210の充放電を抑えているからである。

[0041] なお、制御部400は、図4の例では、第1の交流電圧の基本周波数の2倍の周波数成分の脈動を抑制するため、脈動分抽出部405、407で第1の交流電圧の基本周波数の2倍の周波数成分を抽出しているが、第1の交流電圧の基本周波数の2倍の周波数成分の高調波成分の脈動を抑制したい場合、例えば、第1の交流電圧の基本周波数の2倍および4倍の周波数成分の脈動を抑制したい場合、脈動分抽出部および積分制御部を周波数分並列にして、第1の交流電圧の基本周波数の2倍および4倍の周波数成分を抽出することができる。

[0042] 図7は、実施の形態1に係る電力変換装置1の制御部400が備える直流母線電圧 V_{dc} の脈動を抑制するq軸電流指令を生成する構成を示す第2のブ

ロック図である。図 7 に示す構成は、図 4 に示す構成に対して、脈動分抽出部 410、412 および積分制御部 411、413 を追加したものである。

[0043] 脈動分抽出部 410 は、指令値 0 と直流成分除去後の直流母線電圧 V_{dc} との差分から特定周波数成分、具体的には $\cos 4f$ 成分を直流化して抽出する。4f とは、交流電源 110 の電源周波数、すなわち第 1 の交流電圧の基本周波数の 4 倍の周波数である。脈動分抽出部 412 は、指令値 0 と直流成分除去後の直流母線電圧 V_{dc} との差分から特定周波数成分、具体的には $\sin 4f$ 成分を直流化して抽出する。脈動分抽出部 410、412 によって得られる効果は、前述の脈動分抽出部 405、407 の所で説明した通りである。

[0044] 積分制御部 411 は、脈動分抽出部 410 で抽出された周波数成分がゼロになるように積分制御を実施し、必要な電流量を演算する。積分制御部 413 は、脈動分抽出部 412 で抽出された周波数成分がゼロになるように積分制御を実施し、必要な電流量を演算する。なお、積分制御部 411、413 については、積分制御の他、比例制御、微分制御などと組み合わせて演算を行ってもよい。

[0045] 交流復元処理部 409 は、積分制御部 406、408、411、413 の演算結果を入力とし、演算結果を 1 つの交流信号に復元する。交流復元処理部 409 は、復元した交流信号を q 軸電流指令として出力する。これにより、制御部 400 は、直流母線電圧 V_{dc} と同じ周波数で q 軸電流を脈動させ、インバータ 310 の出力電圧を脈動させることができる。

[0046] このように、制御部 400 は、電圧検出部 502 で検出された物理量から少なくとも 1 つの特定の周波数成分を抽出する脈動分抽出部を有し、抽出された周波数成分が 0 に近づくようにインバータ 310 の出力電圧を制御する。また、制御部 400 は、電圧検出部 502 で検出された物理量から少なくとも 1 つの特定の周波数成分を抽出する脈動分抽出部を 1 つ以上有し、抽出された周波数成分の脈動成分の周期に応じて周波数成分を抽出する脈動分抽出部を変化させてもよい。すなわち、制御部 400 は、図 7 のように周波数

成分を抽出可能な2以上の脈動部抽出部を備える場合、使用する脈動部抽出部を選択して制御を行ってもよい。

[0047] 制御部400は、直流母線電圧 V_{dc} の脈動を抑制するために必要なq軸電流指令を、既存のq軸電流指令に追加する。ここで、既存のq軸電流指令について説明する。モータ磁石の磁束方向をd軸と定義し、d軸から電気角位相で90度進んだ方向、すなわちd軸と直行する方向をq軸と定義する。このq軸方向に対してモータコイルに電流 I_q を流すことでモータ314にトルクが発生し回転力を生み出すことは公知技術である。一般的に、モータ314に接続される電力変換装置1の制御部400は、モータ314を所望の回転数に制御するための図示しない速度制御部を有している。速度制御部の構成は一般的な構成でよいので、詳細な説明については省略する。速度制御部の出力を i_{qpi} とすると、既存のq軸電流指令 i_q^* は式(4)のように表される。

$$[0048] \quad i_q^* = i_{qpi} \quad \cdots (4)$$

[0049] つぎに、直流母線電圧 V_{dc} の脈動の振幅成分を I_{qvdc} とし、交流電源110から供給される第1の交流電圧の基本周波数の2倍の周波数の角速度を $2\omega_{in}$ とし、直流母線電圧 V_{dc} の脈動の位相を δ とすると、直流母線電圧 V_{dc} の脈動を抑制するために必要なq軸電流指令は式(5)のように表される。

$$[0050] \quad \begin{aligned} I_{qd2v} &= I_{q2f-\cos} \sin(2\omega_{in}t) - I_{q2f-\sin} \cos(2\omega_{in}t) \\ &= I_{qvdc} \sin(2\omega_{in}t + \delta) \quad \cdots (5) \end{aligned}$$

[0051] 従って、直流母線電圧 V_{dc} の脈動を抑制するために必要なq軸電流指令を、既存のq軸電流指令 i_q^* に追加すると、式(6)のように表される。

$$[0052] \quad i_q^* = i_{qpi} + I_{qvdc} \sin(2\omega_{in}t + \delta) \quad \cdots (6)$$

[0053] 制御部400は、直流母線電圧 V_{dc} の脈動を抑制するため、式(6)に示すq軸電流指令 i_q^* を生成して、インバータ310、モータ314などの動作を制御する。なお、制御部400は、直流母線電圧 V_{dc} の脈動を抑制する際に複数の周波数を対象、具体的には、第1の交流電圧の基本周波数の2倍および4倍の周波数を対象にする場合、式(7)に示すq軸電流指令 i_q^* を

生成して、インバータ 310、モータ 314 などの動作を制御してもよい。

$$[0054] \quad i_{q*} = i_{qpi} + I_{qvdc} \sin(2\omega_{in} + \delta) + I_{qvdc} \sin(4\omega_{in} + \delta) \quad \dots (7)$$

[0055] 制御部 400 は、第 1 の交流電圧の基本周波数の 2 倍とともに制御対象とする周波数について、第 1 の交流電圧の基本周波数の 4 倍に限定されず、第 1 の交流電圧の基本周波数の 6 倍、第 1 の交流電圧の基本周波数の 8 倍のように、第 1 の交流電圧の基本周波数の 1 つ以上の次数倍の周波数を対象にすることができる。すなわち、制御部 400 は、第 1 の交流電圧の基本周波数の 2 倍および 1 つ以上の第 1 の交流電圧の基本周波数の次数倍の高調波成分の脈動をインバータ出力に重畳する。図 4 の例の場合、第 1 のリップルの周波数は、交流電源 110 の電源周波数である第 1 の交流電圧の基本周波数の 2 倍の周波数である。図 7 の例の場合、第 1 のリップルの周波数は、交流電源 110 の電源周波数である第 1 の交流電圧の基本周波数の 2 倍の周波数成分および次数倍の周波数成分の和である。

[0056] また、制御部 400 は、式 (6) または式 (7) に示す q 軸電流指令 i_{q*} に、さらにモータ 314 の振動抑制制御のための q 軸電流指令を追加してもよい。圧縮機 315 のモータ 314 の回転によって生じる負荷脈動については、例えば、特許第 6537725 号公報に記載のような脈動補償部が出力する q 軸電流指令によって抑制することができる。そのため、制御部 400 は、このような脈動補償部を有していればよい。圧縮機 315 の負荷脈動の振幅成分を I_{qavs} とし、圧縮機 315 の機械角回転周波数の角速度を ω_m とし、圧縮機 315 の負荷脈動の位相を ε とすると、脈動補償部から出力される q 軸電流指令は式 (8) のように表される。

$$[0057] \quad I_{qavs} \sin(\omega_m + \varepsilon) \quad \dots (8)$$

[0058] 制御部 400 は、前述の第 3 のリップルと相関のある第 4 のリップルをインバータ 310 からの出力電圧に重畳するように第 2 の交流電圧を制御する。従って、振動抑制制御のための q 軸電流指令を、式 (6) および式 (7) の q 軸電流指令に追加すると、それぞれ式 (9) および式 (10) のように表さ

れる。

$$\begin{aligned} [0059] \quad i_q^* &= i_{qpi} + I_{qvdc} \sin(2\omega_{in} + \delta) + I_{qavs} \sin(\omega_m + \varepsilon) \\ &\dots (9) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} [0060] \quad i_q^* &= i_{qpi} + I_{qvdc} \sin(2\omega_{in} + \delta) + I_{qvdc} \sin(4\omega_{in} + \delta) \\ &+ I_{qavs} \sin(\omega_m + \varepsilon) \dots (10) \end{aligned}$$

[0061] 制御部400は、直流母線電圧 V_{dc} の脈動を抑制し、さらに振動抑制制御をするため、式(9)または式(10)に示すq軸電流指令 i_q^* を生成して、インバータ310、モータ314などの動作を制御する。ここで、実際にはq軸電流として流せる電流量に制限がある、すなわち最大電流量があるので、式(6)、式(7)、式(9)、および式(10)のq軸電流指令 i_q^* の通りの電流量が流せない場合が考えられる。そのため、制御部400は、各制御用のq軸電流指令に対してリミット値を設定する。リミット値の設定方法については、例えば、優先順位を決めて都度q軸電流を割り振る方法、最初から決められた比率でq軸電流を分配する方法などがある。前者については、例えば、 $i_{qpi} > I_{qvdc} > I_{qavs}$ のように優先順位を決定する。後者については、例えば、使用可能なq軸電流のリミット値を、 $i_{qpi} : I_{qvdc} : I_{qavs} = 4 : 3 : 3$ のように分割する。

[0062] また、制御部400は、速度制御部からのq軸電流指令 i_{qpi} は制限せず、最大電流量からq軸電流指令 i_{qpi} を差し引いた残りの電流量を、直流母線電圧 V_{dc} の脈動を抑制するためのq軸電流指令 I_{qvdc} および脈動負荷補償部からのq軸電流指令 I_{qavs} に分配してもよい。図8は、実施の形態1に係る電力変換装置1の制御部400によるq軸電流指令 i_q^* に対する各制御の電流量の割合を示す第1の図である。図9は、実施の形態1に係る電力変換装置1の制御部400によるq軸電流指令 i_q^* に対する各制御の電流量の割合を示す第2の図である。なお、図8および図9は式(9)を対象にしており、 I_{qvdc2} は $I_{qvdc} \sin(2\omega_{in} + \delta)$ を表している。制御部400は、図8に示すように、最大電流量に対して、q軸電流指令 i_{qpi} およびq軸電流指令 I_{qvdc2} をそのまま割り当て、余った電流量をq軸電流指令 I_{qavs} に割り

当ててもよい。また、制御部400は、図9に示すように、最大電流量に対して、q軸電流指令 i_{qpi} をそのまま割り当て、余った電流量をq軸電流指令 i_{qvdc2} およびq軸電流指令 i_{qavs} に2等分にして割り当ててもよい。制御部400は、図9の例において式(10)を対象にする場合、最大電流量に対して、q軸電流指令 i_{qpi} をそのまま割り当て、余った電流量をq軸電流指令 i_{qvdc2} 、q軸電流指令 i_{qvdc4} 、およびq軸電流指令 i_{qavs} に3等分にして割り当ててもよい。なお、 i_{qvdc4} は $i_{qvdc} \sin(4\omega_{in} + \delta)$ を表しているものとする。

[0063] 制御部400は、速度制御部からの出力であるq軸電流指令 i_{qpi} の電流を制限すると所望のモータ314の回転を維持できないため、基本的にはq軸電流指令 i_{qpi} を優先するが、モータ314の回転数を落としてでも運転を継続させたいなどの用途によってはq軸電流指令 i_{qpi} に制限を加えてもよい。また、制御部400は、図8および図9において、各制御に対する比率について、目的に応じて自由に設定してよい。制御部400は、例えば、低速で振動が気になるとときにはq軸電流指令 i_{qavs} に多くの電流を割り当ててもよい。このように、制御部400は、インバータ310からの出力電圧に重畳する第2のリプルおよび第4のリプルの割合を規定された比率で変化させる。

[0064] このように、制御部400は、単相交流電源である交流電源110によって生じる直流母線電圧 V_{dc} の脈動と同じ周波数成分を含む脈動をインバータ出力に重畳することで、直流母線電圧 V_{dc} の脈動を低減させることができる。制御部400は、前述の周波数成分として、単相交流電源である交流電源110の電源周波数、すなわち第1の交流電圧の基本周波数に対する2倍の周波数を使用する。

[0065] また、制御部400は、電圧検出部501の検出値を用いて、単相交流電源である交流電源110の電源周波数である第1の交流電圧の基本周波数を定期的に算出する。交流電源110の電源周波数は、一日の中でも僅かに周波数が変動することがある。そのため、制御部400は、交流電源110の

電源周波数である第1の交流電圧の基本周波数を定期的に算出することで、これまで説明してきた制御の精度を向上させることができる。

[0066] 制御部400が交流電源110の電源周波数である第1の交流電圧の基本周波数を定期的に算出する方法について具体的に説明する。交流電源110の電源周波数は、1日の中でも0.5Hz程度変動する。制御部400が交流電源110の電源周波数を50Hzと想定してコンデンサ210の充放電電流I3を抑制する制御を行い、実際の交流電源110の電源周波数に対してコンデンサ210の電流がどの程度減少したかを図10に示す。図10は、実施の形態1に係る電力変換装置1においてコンデンサ210の充放電電流I3を抑制する制御を行ったときの周波数とコンデンサ210の電流の実効値との関係の例を示す図である。図10に示すように、0.1Hz程度の誤差でコンデンサ210の充放電電流I3を抑制する制御の効果が減少している、すなわちコンデンサ210の電流が増えている。そのため、電力変換装置1は、コンデンサ210の充放電電流I3を抑制する制御において所望の効果を得るためにも、交流電源110の電源周波数を常に正しく検出する必要がある。

[0067] 前述のように、直流成分除去後の直流母線電圧 V_{dc} を $V_{dc} = A \sin(\omega t)$ とすると、脈動分抽出部405、407は、式(1)および式(2)で得られた値をローパスフィルタでフィルタリングすることで $\sin$ 成分および $\cos$ 成分を取り除き、 $\sin(\omega t)$ の振幅値Aを抽出する。ここで、 ω の誤差 $\Delta\omega$ を考慮すると、直流成分除去後の直流母線電圧 V_{dc} は式(11)のように表される。

[0068]
$$A \sin(\omega t + \Delta\omega t) = A \sin(\omega t) \cos(\Delta\omega t) + A \cos(\omega t) \sin(\Delta\omega t) \quad \dots (11)$$

[0069] 式(11)に示す直流成分除去後の直流母線電圧 V_{dc} に対して、これまでと同様に、脈動分抽出部405が $2 \cos(\omega t)$ を乗算することで式(12)が得られ、脈動分抽出部407が $2 \sin(\omega t)$ を乗算することで式(13)が得られる。

$$\begin{aligned}
[0070] \quad & A \sin(\omega t + \Delta\omega t) \times 2 \cos(\omega t) \\
& = 2A \cos(\omega t) \sin(\omega t) \cos(\Delta\omega t) + 2A \cos^2(\omega t) \sin(\Delta\omega t) \\
& = A \sin(\Delta\omega t) + A \cos(2\omega t) \sin(\Delta\omega t) + A \sin(2\omega t) \cos(\Delta\omega t) \quad \dots (12)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
[0071] \quad & A \sin(\omega t + \Delta\omega t) \times 2 \sin(\omega t) \\
& = 2A \sin^2(\omega t) \cos(\Delta\omega t) + 2A \sin(\omega t) \cos(\omega t) \sin(\Delta\omega t) \\
& = A \cos(\Delta\omega t) - A \cos(2\omega t) \cos(\Delta\omega t) + A \sin(2\omega t) \sin(\Delta\omega t) \quad \dots (13)
\end{aligned}$$

[0072] 前述と同様に、脈動分抽出部405, 407は、式(12)および式(13)で得られた値をローパスフィルタでフィルタリングすることでsin成分およびcos成分を取り除く。これにより、脈動分抽出部405, 407において、 $\sin(\omega t + \Delta\omega t)$ の $\Delta\omega$ 成分を含んだ振幅値Aを抽出することができる。具体的に、制御部400が認識している交流電源110の電源周波数の2倍の周波数が100Hzに対して、実際の交流電源110の電源周波数の2倍の周波数が101Hzの場合を想定すると、交流電源110の電源周波数の2倍の周波数が101Hzのときの直流成分除去後の直流母線電圧 V_d は式(14)のように表される。

$$[0073] \quad A \sin(\omega t + \Delta\omega t) = A \sin(2\pi 100t + 2\pi 1t) \quad \dots (14)$$

[0074] 従って、制御部400が脈動分抽出部405, 407において100Hzの脈動分を抽出しようとする、式(14)を用いることで、式(12)および式(13)から式(15)および式(16)が得られる。

$$\begin{aligned}
[0075] \quad & A \sin(2\pi 100t + 2\pi 1t) \times 2 \cos(2\pi 100t) \\
& = A \sin(2\pi 1t) + A \cos(2\pi 100t) \sin(2\pi 1t) + A \sin(2\pi 100t) \cos(2\pi 1t) \quad \dots (15)
\end{aligned}$$

$$[0076] \quad A \sin(2\pi 100t + 2\pi 1t) \times 2 \sin(2\pi 100t)$$

$$= A \cos(2\pi 1 t) - A \cos(2\pi 100 t) \cos(2\pi 1 t) + A \sin(2\pi 100 t) \sin(2\pi 1 t) \quad \dots (16)$$

[0077] 前述と同様に、脈動分抽出部405、407は、式(15)および式(16)で得られた値をローパスフィルタでフィルタリングすることでsin成分およびcos成分を取り除く。これにより、脈動分抽出部405、407において、 $\sin(2\pi 100 t + 2\pi 1 t)$ の $2\pi 1 t$ 成分を含んだ振幅値Aを抽出することができる。図11は、実施の形態1に係る電力変換装置1における具体的な脈動分抽出の例を示す図である。図11(a)において、 V_{in} は交流電源110の電源周波数を示し、 V_{dc} は直流母線電圧を示している。また、図11(b)において、 α は式(15)の右辺第一項の $A \sin(2\pi 1 t)$ を示し、 β は式(16)の右辺第一項の $A \cos(2\pi 1 t)$ を示している。

[0078] 制御部400は、交流電源110の一次電圧またはゼロクロスを検出して交流電源110の電源周波数の演算を定期的に行い、制御部400が認識している交流電源110の電源周波数を更新し続ける。制御部400は、ゼロクロス検出ではノイズ、検出回路の遅れなどの影響で正しい電源周波数を算出できないおそれがあるため、一般的には数回の移動平均を用いることとする。制御部400は、抽出した脈動成分、例えば、図11の $V_{dc} \cos 2f$ に対してゼロクロス検出して $2\pi 1 t$ の周波数1Hzを検出し、制御部400が認識している交流電源110の電源周波数を100Hzから101Hzに補正することができれば、交流電源110のゼロクロス検出による周波数演算が不要になる。

[0079] 例えば、電圧検出部501を、第1の交流電圧の電圧値と相関のある第3の物理量を検出する第3の検出部とする。この場合、制御部400は、電圧検出部501で検出された第3の物理量から、交流電源110の電源周波数である第1の交流電圧の基本周波数を定期的に算出する。

[0080] または、電圧検出部501を、時間経過によって変化する第1の交流電圧の電圧値が規定された値を超過または下回ったことを検出する第4の検出部

とする。この場合、制御部400は、電圧検出部501の出力信号から、交流電源110の電源周波数である第1の交流電圧の基本周波数を定期的に算出する。なお、制御部400は、2回以上、電圧検出部501の出力信号から算出した値の平均値を、交流電源110の電源周波数である第1の交流電圧の基本周波数とする。

[0081] 制御部400の動作を、フローチャートを用いて説明する。図12は、実施の形態1に係る電力変換装置1の制御部400の動作を示すフローチャートである。電力変換装置1において、制御部400は、直流母線電圧 V_{dc} と相関のある物理量を取得する（ステップS1）。制御部400は、直流母線電圧 V_{dc} に含まれる第1のリプルを特定する（ステップS2）。制御部400は、第1のリプルと相関のある第2のリプルをインバータ310からの出力電圧に重畳するように、q軸電流指令を生成する（ステップS3）。

[0082] つづいて、電力変換装置1が備える制御部400のハードウェア構成について説明する。図13は、実施の形態1に係る電力変換装置1が備える制御部400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400は、プロセッサ91およびメモリ92により実現される。

[0083] プロセッサ91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 Scale Integration）である。メモリ92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92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。

[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1において、電圧検出部502が直流母線電圧 V_{dc} を検出し、制御部400は、単相交流電源である交流電源110によって生じる直流母線電圧 V_{dc} の脈動と同じ周波数成分を含む脈動、すなわち交流電源110の電源周波数である第1の交流電圧の基本周波数の2倍の周波数の脈動をインバータ出力に重畳することで、直流母線電圧 V_{dc} の脈動を低減させることができる。また、電力変換装置1は、平滑用のコンデンサ210の劣化を抑制しつつ、装置の大型化を抑制できる。

[0085] 電力変換装置1は、電圧検出部502で直流母線電圧 V_{dc} を検出することで、コンデンサ210に流れる電流を直接検出する場合と比較して、検出回路のコストを安価にすることができ、また、熱の影響を気にしなくてよいため容易に導入することができる。また、電力変換装置1は、電圧検出部502で検出される直流母線電圧 V_{dc} がコンデンサ210で平滑化された電圧のため、コンデンサ210に流れる電流を直接検出する場合と比較して、PWM (Pulse Width Modulation) による高周波のリプル対策が不要である。また、電力変換装置1は、コンデンサ210の容量を減らすことで、制御対象の脈動成分のS/N比が高くなり検出が容易になる。また、電力変換装置1は、制御部400がフィードバック制御を行うことで、ロバスト性の高い制御が可能である。また、電力変換装置1は、制御部400が特定の周波数成分を抽出して制御するため、波形の歪みを小さくして制御を行うことができる。

[0086] 実施の形態2.

実施の形態2では、コンバータが昇圧回路を備える場合について説明する。

[0087] 図14は、実施の形態2に係る電力変換装置1aの構成例を示す第1の図である。電力変換装置1aは、図1に示す実施の形態1の電力変換装置1に

対して、コンバータ 150 および制御部 400 を、コンバータ 150 a および制御部 400 a に置き換えたものである。コンバータ 150 a は、リアクトル 120 と、整流部 130 と、昇圧部 140 と、を備える。昇圧部 140 は、リアクトル 141 と、スイッチング素子 142 と、整流素子 143 と、を備え、昇圧回路を構成している。昇圧部 140 は、制御部 400 a がスイッチング素子 142 のオンオフを制御することによって、整流部 130 で整流された電圧を昇圧する。昇圧部 140 の昇圧動作は一般的なものでよいので、詳細な説明については省略する。制御部 400 a は、制御部 400 の機能とともに、昇圧部 140 のスイッチング素子 142 のオンオフを制御する機能を有する。すなわち、制御部 400 a は、昇圧部 140 を備えるコンバータ 150 a の動作を制御する。なお、電力変換装置 1 a、および圧縮機 315 が備えるモータ 314 によって、モータ駆動装置 2 a を構成している。

[0088] 電力変換装置 1 a は、昇圧回路を搭載して直流母線電圧 V_{dc} を上昇させることで、例えば、モータ 314 の回転に対して弱め磁束制御などの電流が不要となるため、実施の形態 1 のようにコンバータ 150 がパッシブ回路の場合と比較して、より q 軸電流に使用できる電流量を多くすることができる。電力変換装置 1 a は、実施の形態 1 の電力変換装置 1 と比較して、同じ負荷条件、回転速度などにおいても、 I_{qvdc} に割り当て可能な電流を増やすことができ、直流母線電圧 V_{dc} の脈動を抑制する効果を高めることができる。電力変換装置 1 a は、昇圧部 140 による昇圧後の電圧を検出する必要があるが、直流母線電圧 V_{dc} を検出するための電圧検出部 502 を備えているため、実施の形態 2 において新たな検出部を追加する必要はない。

[0089] なお、電力変換装置のコンバータが昇圧機能を有する構成については、図 14 の例に限定されない。実施の形態 1 の電力変換装置 1 のコンバータ 150 は、受動部品で構成されたパッシブ回路であり、直流母線電圧 V_{dc} の値は交流電源 110 から供給される第 1 の交流電圧の振幅値で決まる方式であった。しかしながら、実施の形態 1 では、直流母線電圧 V_{dc} の脈動が正しく検知でき、その脈動と同じ周波数成分の脈動をインバータ 310 から出力でき

ればよい。そのため、例えば、整流部130において、ダイオードなどの整流素子131～134を、半導体素子、すなわちスイッチング素子のようなアクティブ素子に置き換えて昇圧回路を構成し、制御部400などがアクティブ素子の動作を制御してもよい。

[0090] 図15は、実施の形態2に係る電力変換装置1bの構成例を示す第2の図である。電力変換装置1bは、図1に示す実施の形態1の電力変換装置1に対して、コンバータ150および制御部400を、コンバータ150bおよび制御部400bに置き換えたものである。コンバータ150bは、リアクトル120と、整流部130bと、を備える。整流部130bは、スイッチング素子161～164を有する。スイッチング素子161～164は、例えば、半導体素子であり、制御部400bの制御によってオンオフする。整流部130bは、スイッチング素子161～164がオンオフすることによって、電圧を昇圧して出力することができる。制御部400bは、制御部400の機能とともに、整流部130bのスイッチング素子161～164のオンオフを制御する機能を有する。すなわち、制御部400bは、コンバータ150bの動作を制御する。なお、整流部130bは、4つの素子のうち、一部の素子をスイッチング素子とし、他の素子をダイオードなどの整流素子とする構成であってもよい。この場合においても、図14に示す電力変換装置1aと同様の効果を得ることができる。なお、電力変換装置1b、および圧縮機315が備えるモータ314によって、モータ駆動装置2bを構成している。

[0091] このように、電力変換装置1aにおいてコンバータ150a、または電力変換装置1bにおいてコンバータ150bは、少なくとも1つのスイッチング素子を有する。この場合、電圧検出部502は、コンバータ150aまたはコンバータ150bが有するスイッチング素子の導通または非導通が変化するタイミングと同期して物理量を検出してもよい。

[0092] 実施の形態3.

図16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。なお、冷凍サイクル適用機器９００は、実施の形態２で説明した電力変換装置１aまたは電力変換装置１bを備えることも可能であるが、ここでは一例として、電力変換装置１を備える場合について説明する。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１６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。

[0093] 冷凍サイクル適用機器９００は、実施の形態１におけるモータ３１４を内蔵した圧縮機３１５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。

[0094] 圧縮機３１５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３１４とが設けられている。

[0095] 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３１４によって駆動される。

[0096] 暖房運転時には、実線矢印で示すように、冷媒が圧縮機構９０４で加圧されて送り出され、四方弁９０２、室内熱交換器９０６、膨張弁９０８、室外熱交換器９１０及び四方弁９０２を通過して圧縮機構９０４に戻る。

[0097] 冷房運転時には、破線矢印で示すように、冷媒が圧縮機構９０４で加圧されて送り出され、四方弁９０２、室外熱交換器９１０、膨張弁９０８、室内熱交換器９０６及び四方弁９０２を通過して圧縮機構９０４に戻る。

[0098] 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。

[0099] 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

[0100] 1, 1 a, 1 b 電力変換装置、2, 2 a, 2 b モータ駆動装置、110 交流電源、120, 141 リアクトル、130, 130 b 整流部、131～134, 143 整流素子、140 昇圧部、142, 161～164, 311 a～311 f スwitching素子、150, 150 a, 150 b コンバータ、200 平滑部、210, 512 コンデンサ、310 インバータ、312 a～312 f 還流ダイオード、313 a, 313 b 電流検出部、314 モータ、315 圧縮機、400, 400 a, 400 b 制御部、401 2次ローパスフィルタ、402, 404 減算部、403, 513 フィルタ、405, 407, 410, 412 脈動分抽出部、406, 408, 411, 413 積分制御部、409 交流復元処理部、420 プラントモデル、501, 502 電圧検出部、511 抵抗、900 冷凍サイクル適用機器、902 四方弁、904 圧縮機構、906 室内熱交換器、908 膨張弁、910 室外熱交換器、912 冷媒配管。

請求の範囲

- [請求項1] 交流電源から供給される第1の交流電圧を整流するコンバータと、
 前記コンバータの出力端に接続され、前記コンバータで整流された
 第1の直流電圧を、第1のリプルを含む第2の直流電圧に平滑化する
 コンデンサと、
 前記コンデンサの両端に接続され、前記第2の直流電圧を所望の周
 波数に応じた第2の交流電圧に変換するインバータと、
 前記第2の直流電圧と相関のある物理量を取得する検出部と、
 を備え、
 前記第1のリプルと相関のある第2のリプルを前記インバータの出
 力電圧に重畳するように前記第2の交流電圧を制御する電力変換装置
 。
- [請求項2] 前記検出部で検出された前記物理量から少なくとも1つの特定の周
 波数成分を抽出する脈動分抽出部を有し、抽出された前記周波数成分
 が0に近づくようにインバータの出力電圧を制御する、
 請求項1に記載の電力変換装置。
- [請求項3] 前記検出部で検出された前記物理量から少なくとも1つの特定の周
 波数成分を抽出する脈動分抽出部を1つ以上有し、抽出された前記周
 波数成分の脈動成分の周期に応じて前記周波数成分を抽出する前記脈
 動分抽出部を変化させる、
 請求項1に記載の電力変換装置。
- [請求項4] 前記インバータはモータに接続され、前記検出部を第1の検出部と
 し、前記物理量を第1の物理量とし、
 さらに、
 前記モータによって発生する回転数と相関のある第3のリプルを含
 む第2の物理量を取得する第2の検出部、
 を備え、
 前記第3のリプルと相関のある第4のリプルを前記インバータから

の出力電圧に重畳するように前記第2の交流電圧を制御する、

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] 前記インバータからの出力電圧に重畳する前記第2のリプルおよび前記第4のリプルの割合を規定された比率で変化させる、
請求項4に記載の電力変換装置。

[請求項6] 前記第1のリプルの周波数は、前記第1の交流電圧の基本周波数の2倍の周波数成分および次数倍の周波数成分の和である、
請求項1から5のいずれか1つに記載の電力変換装置。

[請求項7] 前記第1のリプルの周波数は、前記第1の交流電圧の基本周波数の2倍の周波数である、
請求項1から5のいずれか1つに記載の電力変換装置。

[請求項8] 前記検出部は、前記第1のリプルの周波数よりも短い周期で前記物理量を検出する、
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] 前記検出部は、前記インバータが有するスイッチング素子の導通または非導通が変化するタイミングと同期して前記物理量を検出する、
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10] 前記コンバータは、少なくとも1つのスイッチング素子を有する、
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11] 前記検出部は、前記コンバータが有するスイッチング素子の導通または非導通が変化するタイミングと同期して前記物理量を検出する、
請求項10に記載の電力変換装置。

[請求項12] 電子部品によって構成される特定の周波数成分を減衰させるアナログフィルタ、または演算によって特定の周波数成分を減衰させるデジタルフィルタのいずれかを用いて、前記物理量の特定の周波数成分を減衰させる、

請求項1から11のいずれか1つに記載の電力変換装置。

[請求項13] 前記アナログフィルタまたはデジタルフィルタのカットオフ周波数

は、前記第 1 のリップルの周波数の 2 倍以上の周波数である、
請求項 1 2 に記載の電力変換装置。

[請求項14] 前記検出部を第 1 の検出部とし、前記物理量を第 1 の物理量とし、
さらに、
前記第 1 の交流電圧の電圧値と相関のある第 3 の物理量を検出する
第 3 の検出部、
を備え、
前記第 3 の物理量から、前記第 1 の交流電圧の基本周波数を定期的
に算出する、
請求項 1 から 1 3 のいずれか 1 つに記載の電力変換装置。

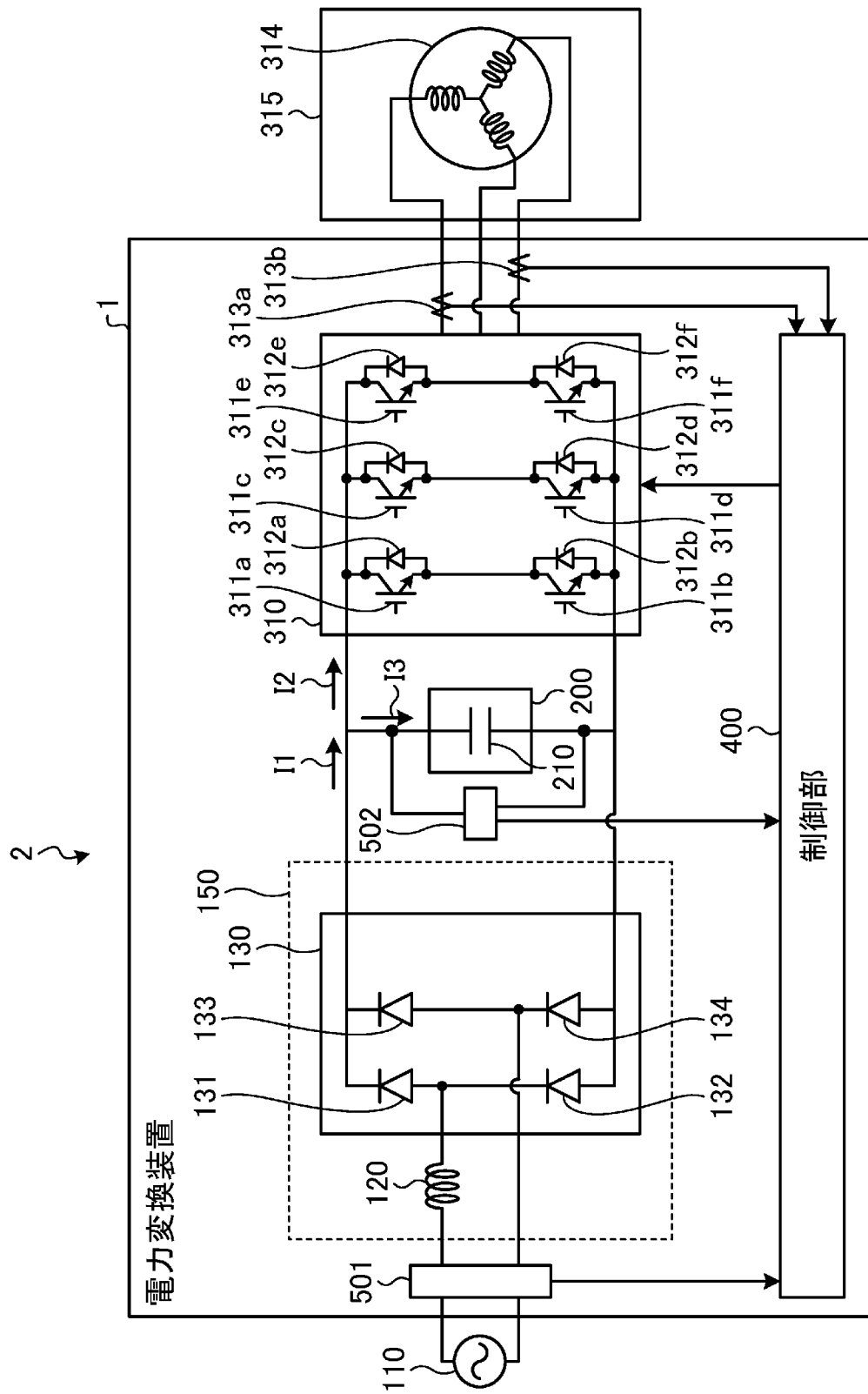
[請求項15] 前記検出部を第 1 の検出部とし、
さらに、
時間経過によって変化する前記第 1 の交流電圧の電圧値が規定され
た値を超過または下回ったことを検出する第 4 の検出部、
を備え、
前記第 4 の検出部の出力信号から、前記第 1 の交流電圧の基本周波
数を定期的に算出する、
請求項 1 から 1 3 のいずれか 1 つに記載の電力変換装置。

[請求項16] 2 回以上、前記第 4 の検出部の出力信号から算出した値の平均値を
、前記第 1 の交流電圧の基本周波数とする、
請求項 1 5 に記載の電力変換装置。

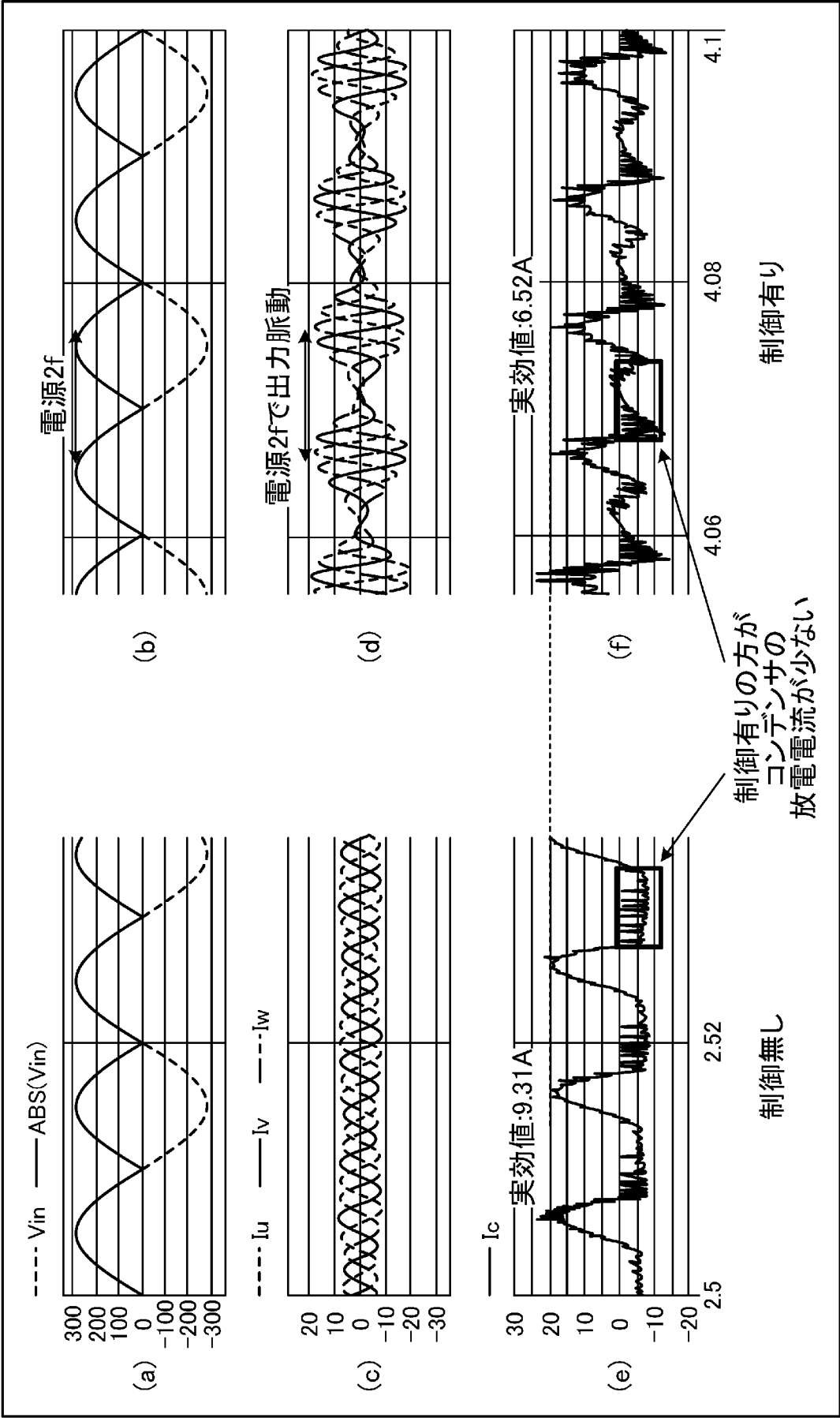
[請求項17] 請求項 1 から 1 6 のいずれか 1 つに記載の電力変換装置を備えるモ
ータ駆動装置。

[請求項18] 請求項 1 から 1 6 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。

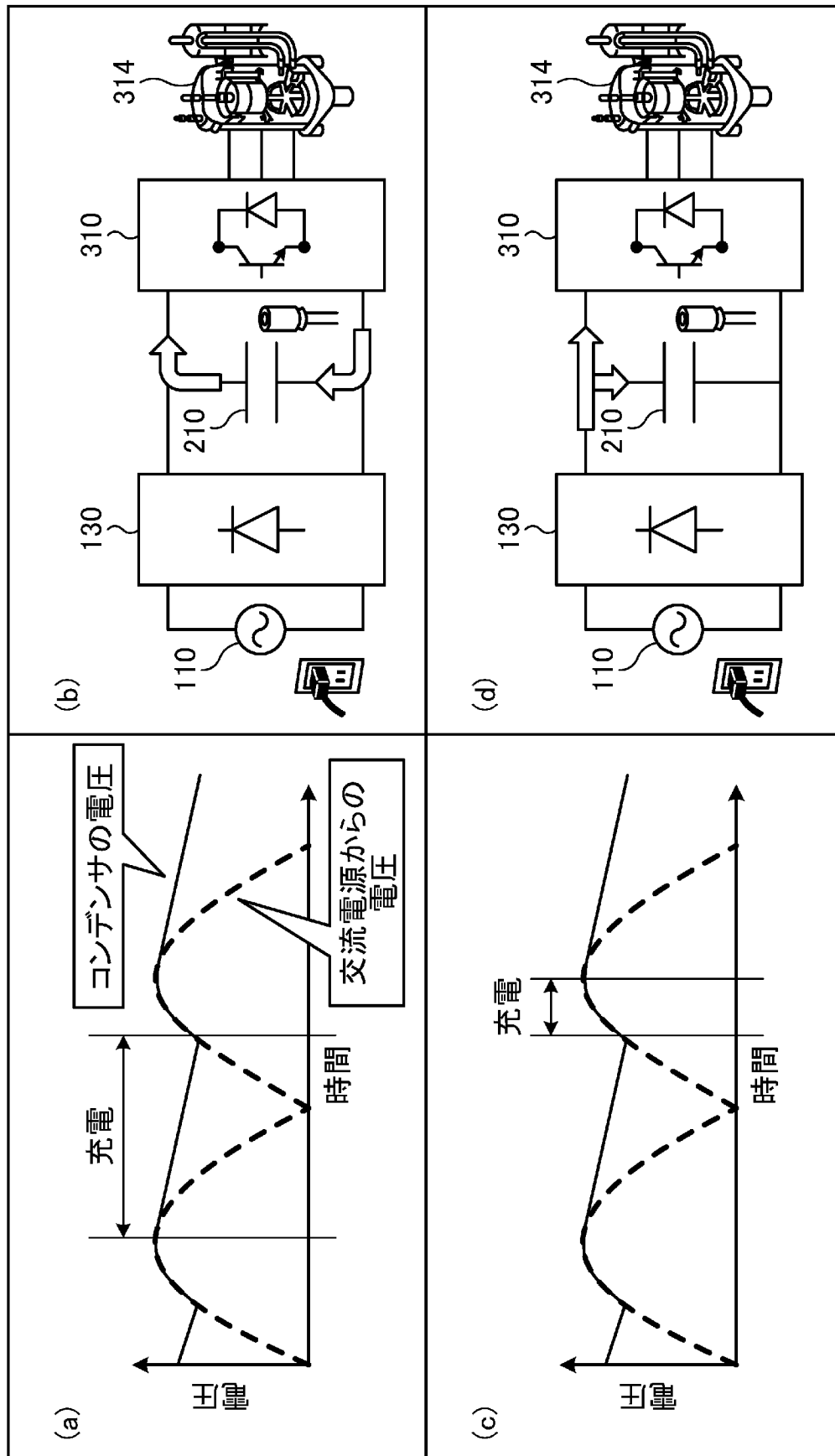
[図1]



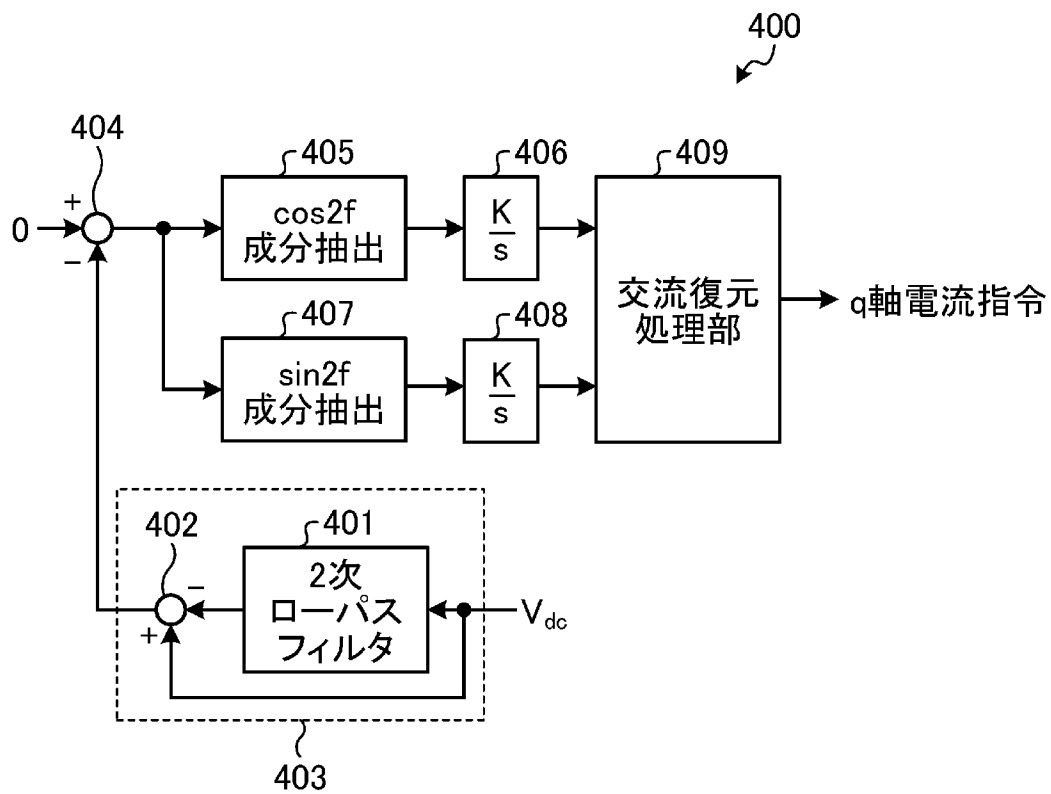
[図2]



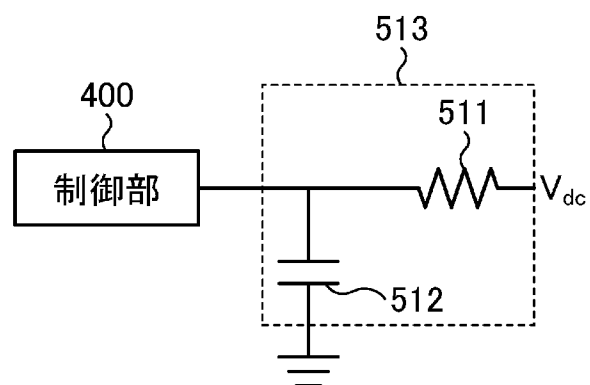
[図3]



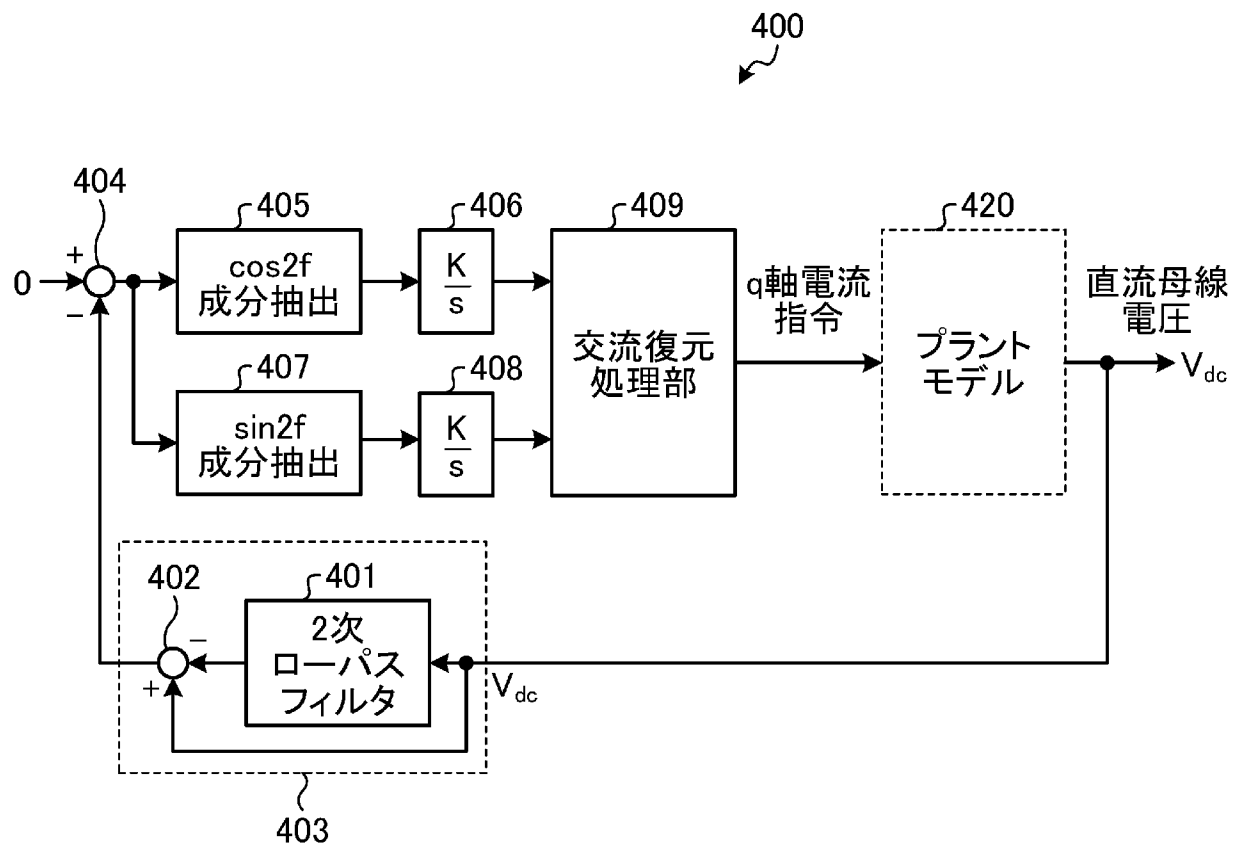
[図4]



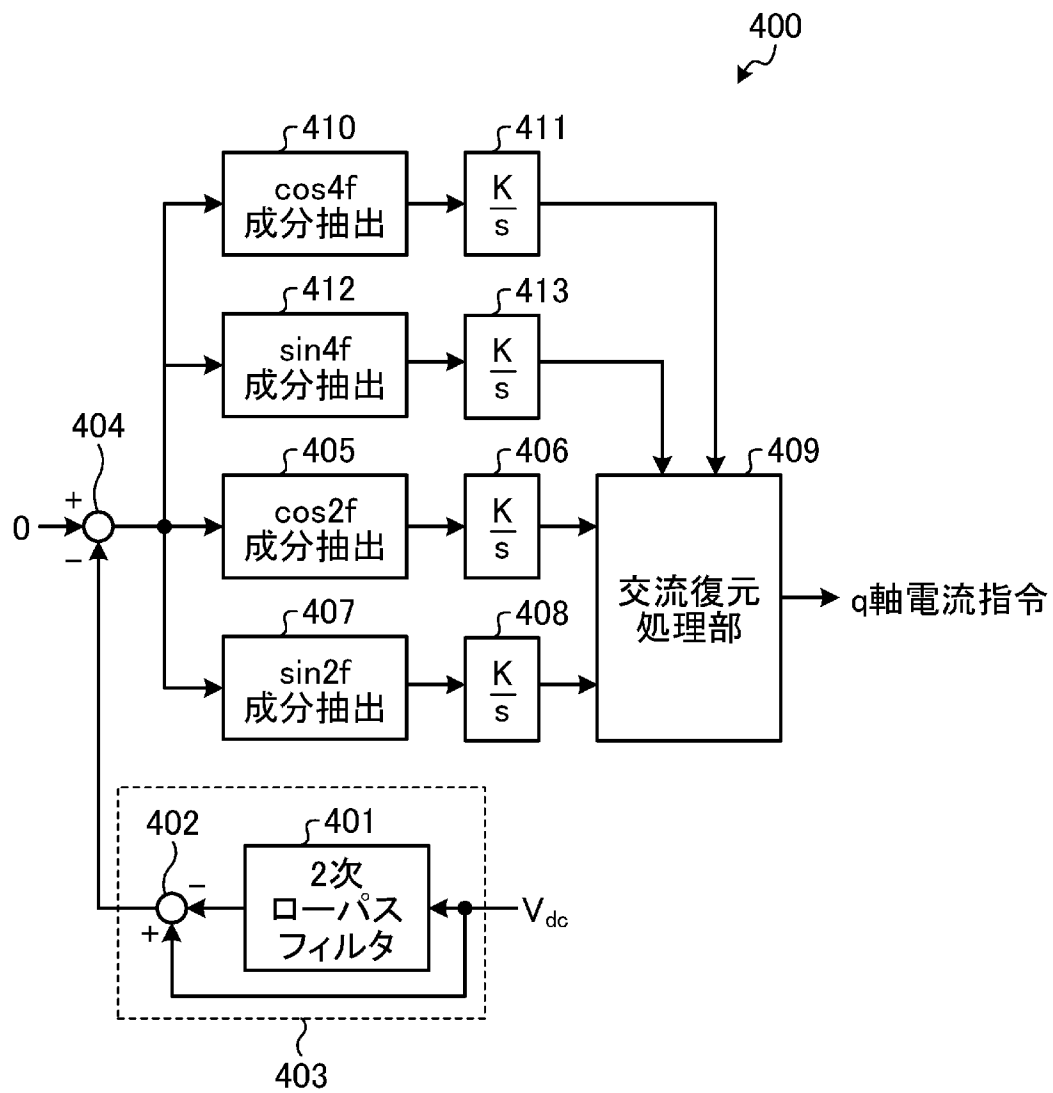
[図5]



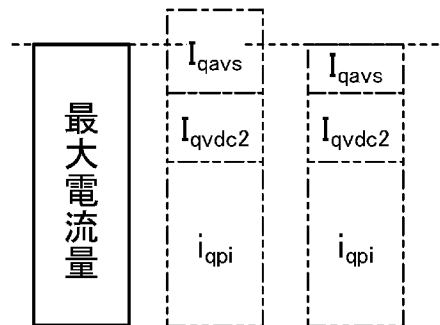
[図6]



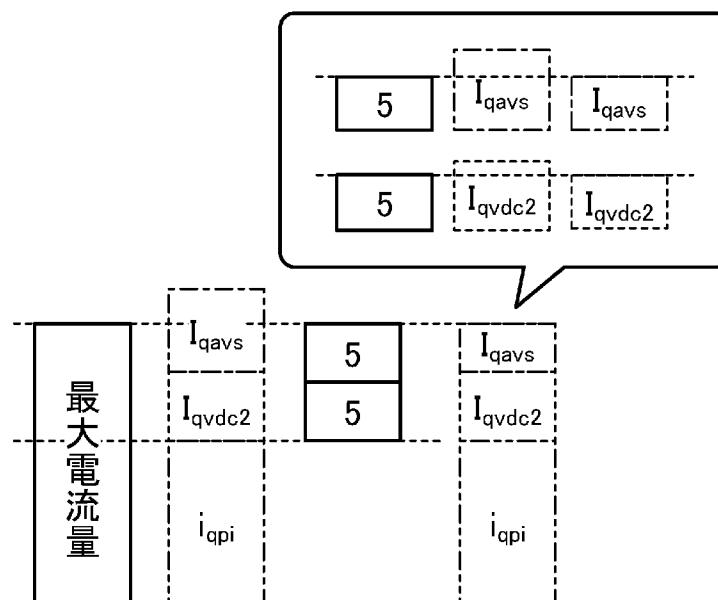
[図7]



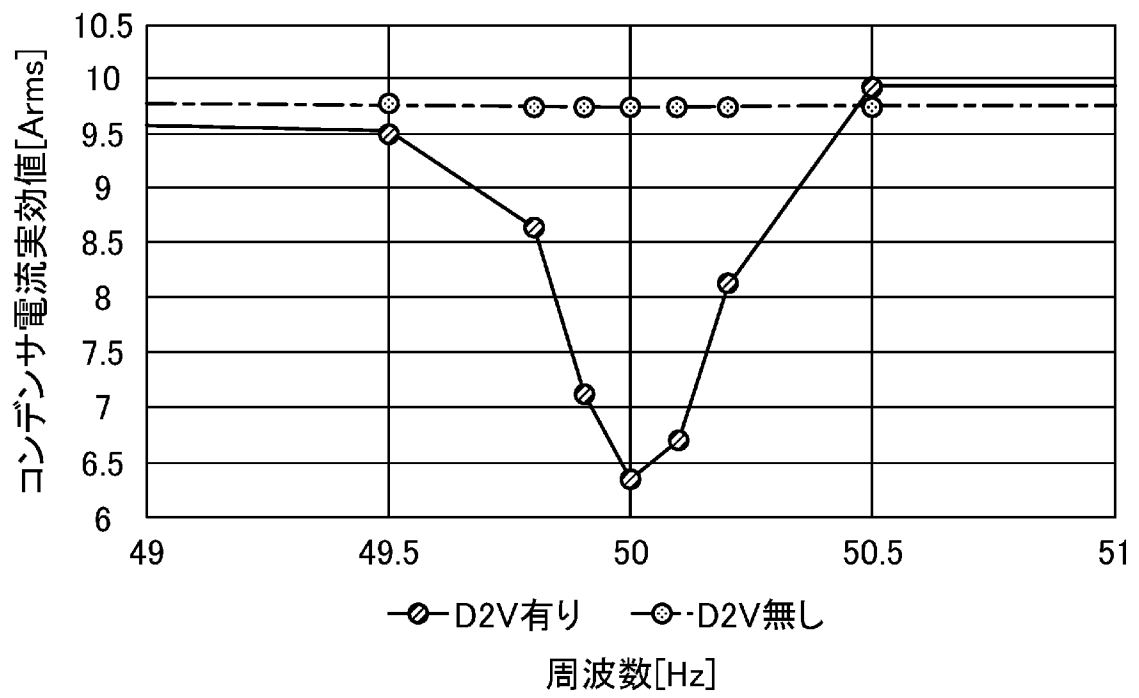
[図8]



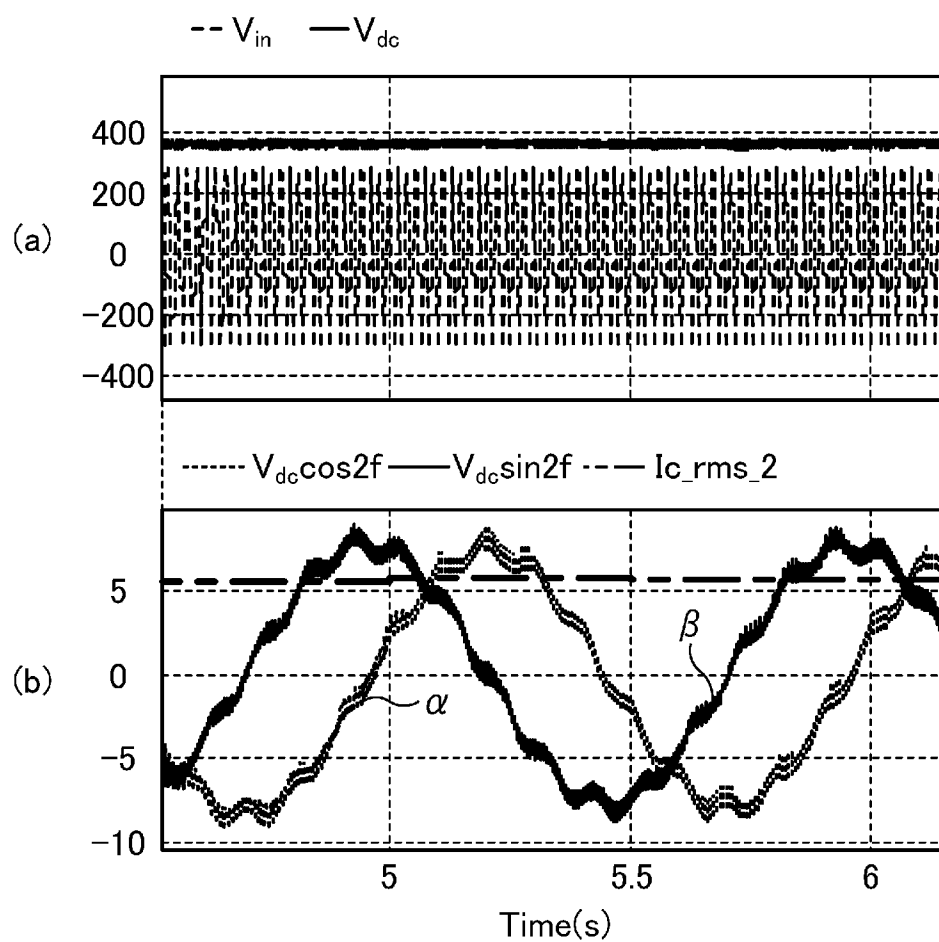
[図9]



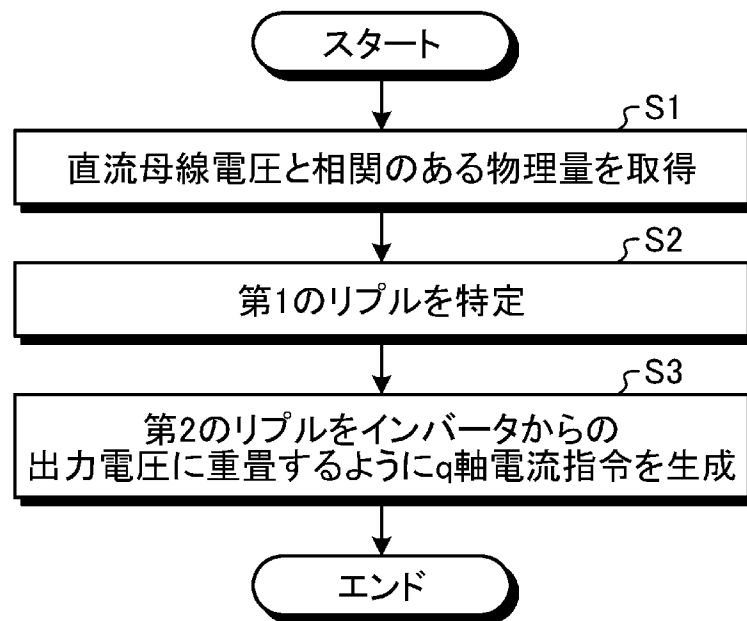
[図10]



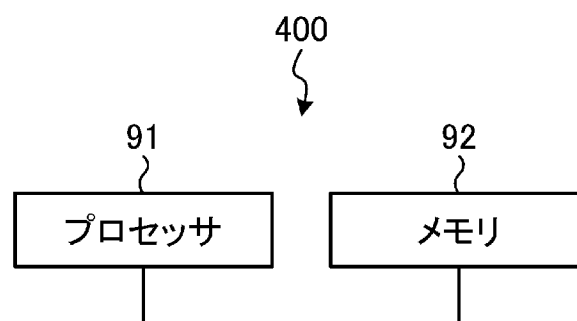
[図11]



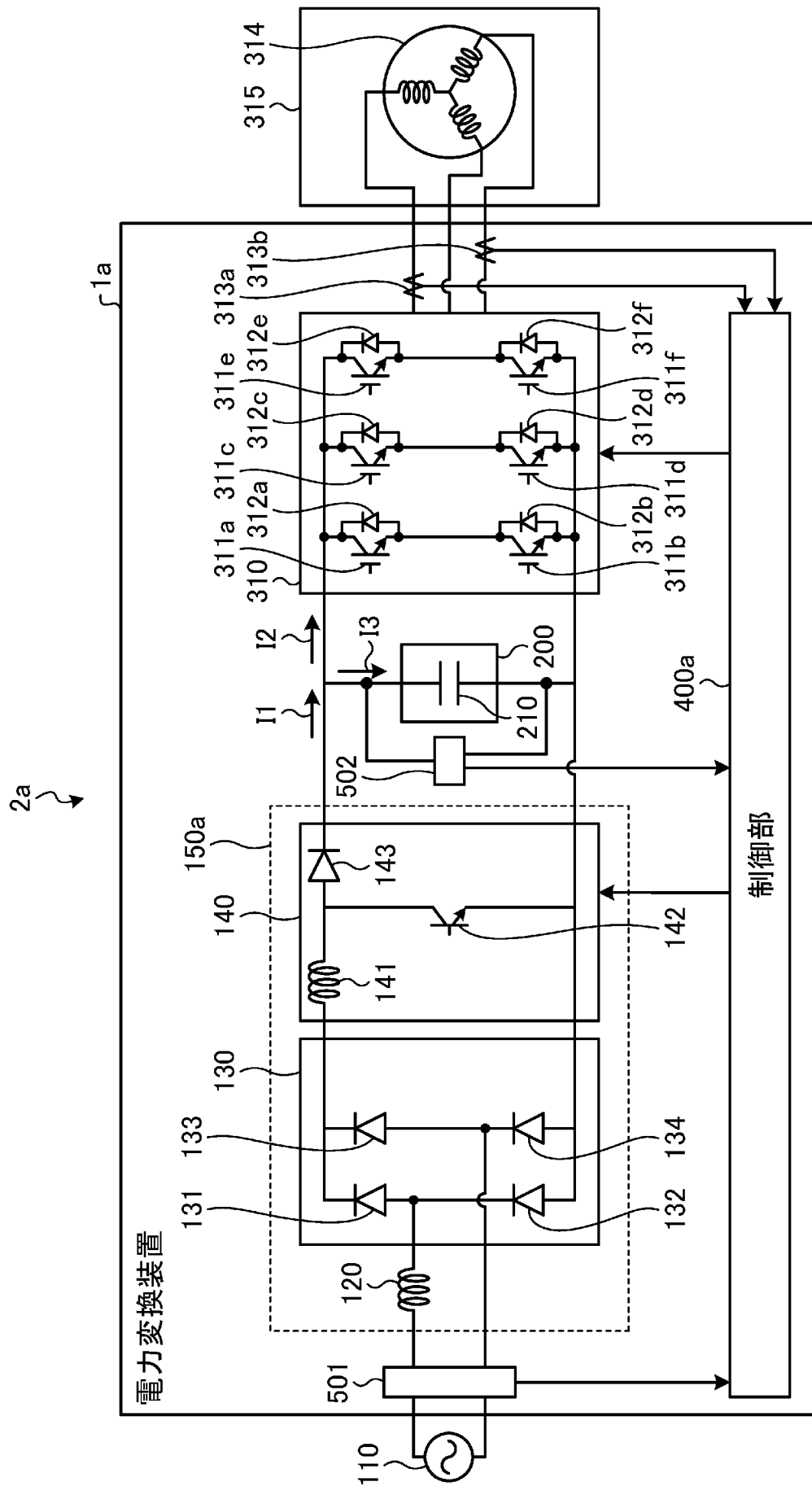
[図12]



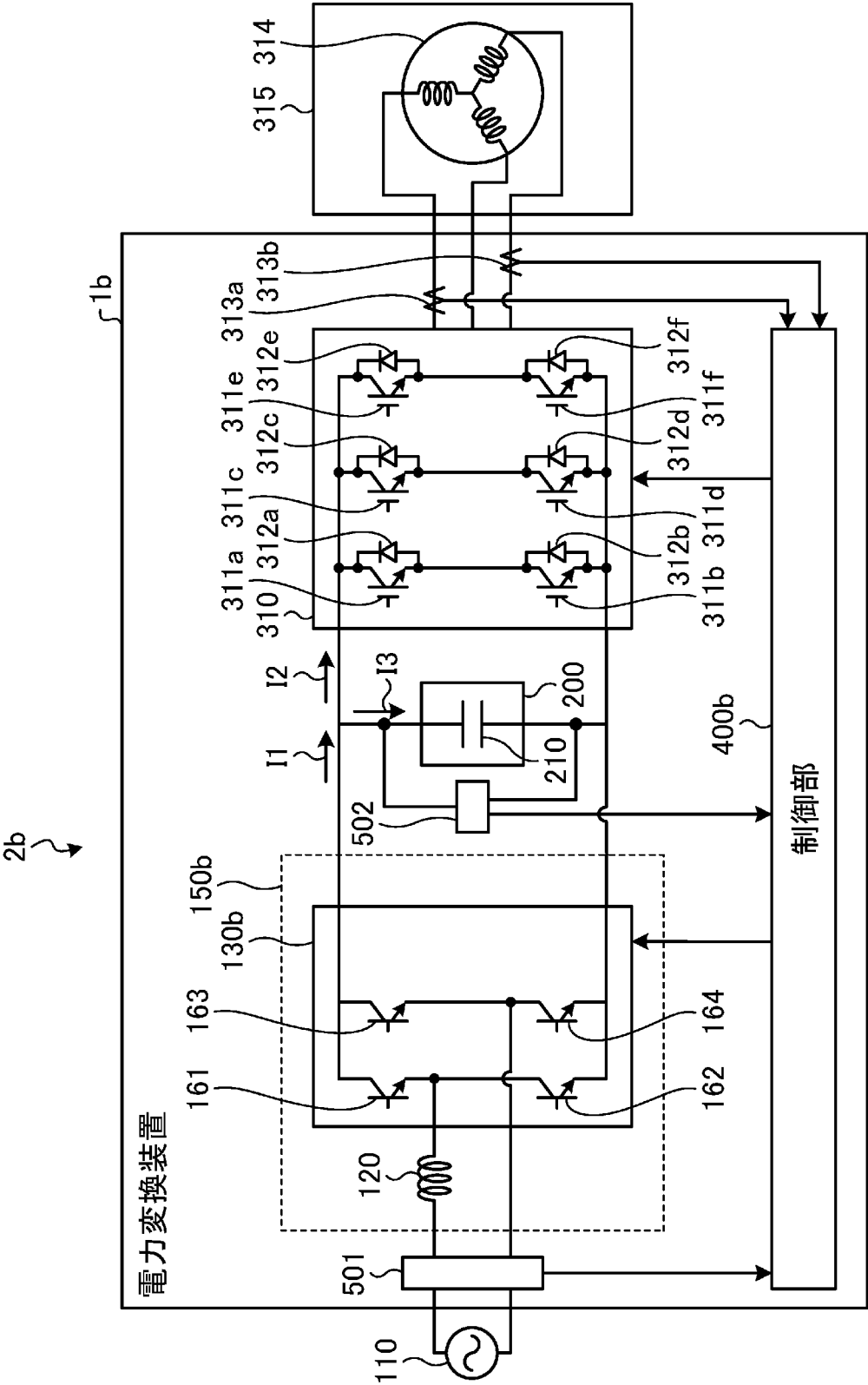
[図13]



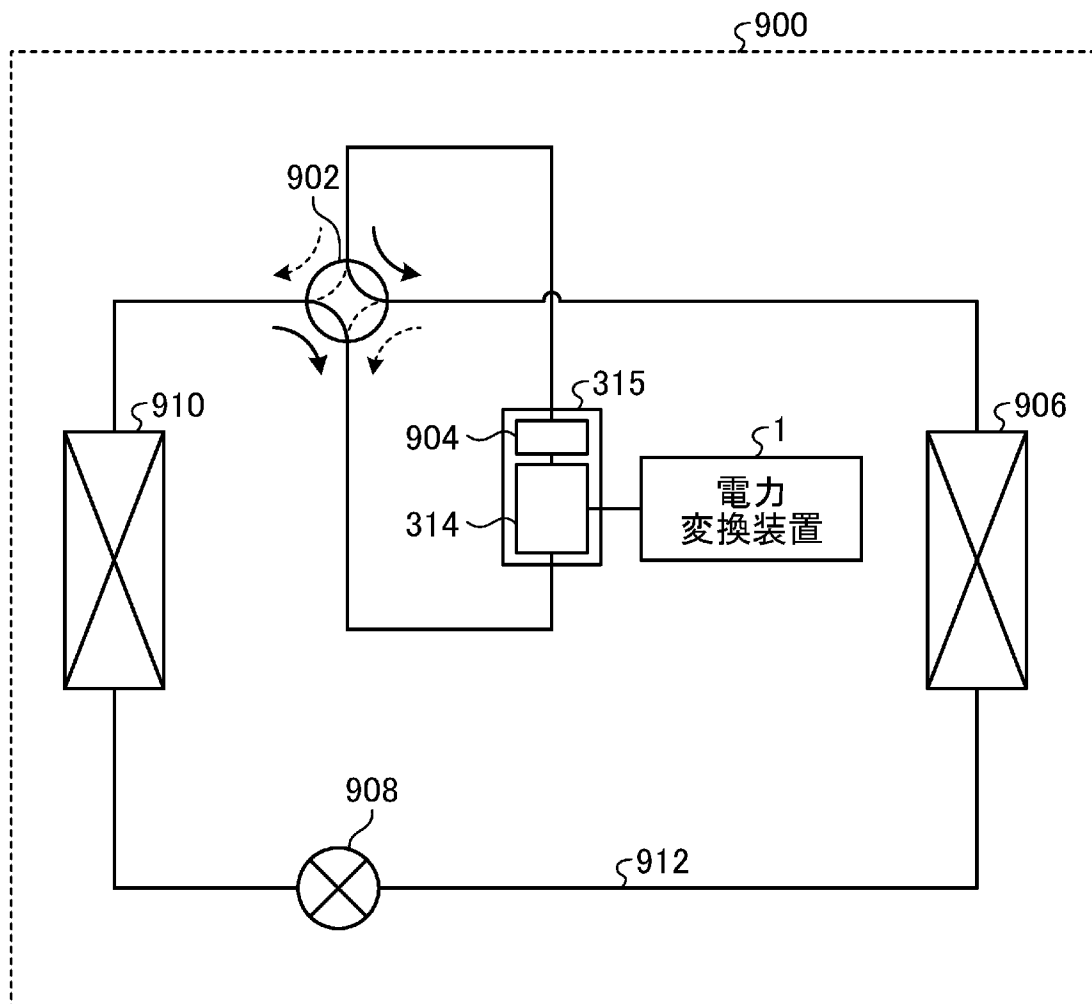
[図14]



[図15]



[図16]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2021/044502

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**H02P 21/05**(2006.01)i; **H02P 6/10**(2006.01)i; **H02P 27/06**(2006.01)i

FI: H02P21/05; H02P6/10; H02P27/06

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)

H02P21/05; H02P6/10; H02P27/06

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 1971-2022

Registered utility model specifications of Japan 1996-2022

Published registered utility model applications of Japan 1994-2022

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 2012-213264 A (DAIKIN IND LTD) 01 November 2012 (2012-11-01) paragraphs [0001]-[0110], fig. 1-9	1-18
A	JP 2009-291019 A (TOYOTA MOTOR CORP) 10 December 2009 (2009-12-10) paragraphs [0001]-[0057], fig. 1-10B	1-18
A	JP 2009-225541 A (TOSHIBA ELEVATOR CO LTD) 01 October 2009 (2009-10-01) paragraphs [0001]-[0080], fig. 1-14	1-18
A	WO 2010/143514 A1 (HONDA MOTOR CO LTD) 16 December 2010 (2010-12-16) paragraphs [0001]-[0046], fig. 1-16	1-18

☐ 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

21 January 2022

Date of mailing of the international search report

01 February 2022

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/JP2021/044502

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)	Publication date (day/month/year)
JP	2012-213264	A	01 November 2012	(Family: none)	
JP	2009-291019	A	10 December 2009	(Family: none)	
JP	2009-225541	A	01 October 2009	CN	101533064 A
WO	2010/143514	A1	16 December 2010	US	2012/0075900 A1
				paragraphs [0001]-[0076], fig. 1-16	
				CN	102460931 A

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） H02P 21/05(2006.01)i; H02P 6/10(2006.01)i; H02P 27/06(2006.01)i FI: H02P21/05; H02P6/10; H02P27/06														
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）） H02P21/05; H02P6/10; H02P27/06														
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 <table border="0"> <tr> <td>日本国実用新案公報</td> <td>1922 - 1996年</td> </tr> <tr> <td>日本国公開実用新案公報</td> <td>1971 - 2022年</td> </tr> <tr> <td>日本国実用新案登録公報</td> <td>1996 - 2022年</td> </tr> <tr> <td>日本国登録実用新案公報</td> <td>1994 - 2022年</td> </tr> </table>			日本国実用新案公報	1922 - 1996年	日本国公開実用新案公報	1971 - 2022年	日本国実用新案登録公報	1996 - 2022年	日本国登録実用新案公報	1994 - 2022年				
日本国実用新案公報	1922 - 1996年													
日本国公開実用新案公報	1971 - 2022年													
日本国実用新案登録公報	1996 - 2022年													
日本国登録実用新案公報	1994 - 2022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 2012-213264 A（ダイキン工業株式会社）01.11.2012（2012 - 11 - 01） 段落[0001]-[0110], 図1-9	1-18												
A	JP 2009-291019 A（トヨタ自動車株式会社）10.12.2009（2009 - 12 - 10） 段落[0001]-[0057], 図1-10B	1-18												
A	JP 2009-225541 A（東芝エレベータ株式会社）01.10.2009（2009 - 10 - 01） 段落[0001]-[0080], 図1-14	1-18												
A	WO 2010/143514 A1（本田技研工業株式会社）16.12.2010（2010 - 12 - 16） 段落[0001]-[0046], 図1-16	1-18												
☐ 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。														
<table border="0"> <tr> <td>* 引用文献のカテゴリー</td> <td>“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</td> </tr> <tr> <td>“A” 特に関連のある文献ではなく、一般的な技術水準を示すもの</td> <td>“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</td> </tr> <tr> <td>“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</td> <td>“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</td> </tr> <tr> <td>“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）</td> <td>“&” 同一パテントファミリー文献</td> </tr> <tr> <td>“O” 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献</td> <td></td> </tr> <tr> <td>“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</td> <td></td> </tr> </table>			* 引用文献のカテゴリー	“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	“A” 特に関連のある文献ではなく、一般的な技術水準を示すもの	“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	“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	“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	“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）	“&” 同一パテントファミリー文献	“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	
* 引用文献のカテゴリー	“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													
“A” 特に関連のある文献ではなく、一般的な技術水準を示すもの	“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													
“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	“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													
“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）	“&” 同一パテントファミリー文献													
“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														
国際調査を完了した日 21.01.2022	国際調査報告の発送日 01.02.2022													
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） 池田 貴俊 3V 9256 電話番号 03-3581-1101 内線 3357													

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/JP2021/044502

引用文献			公表日	パテントファミリー文献	公表日
JP	2012-213264	A	01.11.2012	(ファミリーなし)	
JP	2009-291019	A	10.12.2009	(ファミリーなし)	
JP	2009-225541	A	01.10.2009	CN	101533064 A
WO	2010/143514	A1	16.12.2010	US	2012/0075900 A1
				段落[0001]-[0076], FIG. 1-16	
				CN	102460931 A