

(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5月4日(04.05.2023)



(10) 国際公開番号

WO 2023/073870 A1

(51) 国際特許分類:
H02P 21/05 (2006.01) H02P 27/06 (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2021/039841

(22) 国際出願日: 2021年10月28日(28.10.2021)

(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

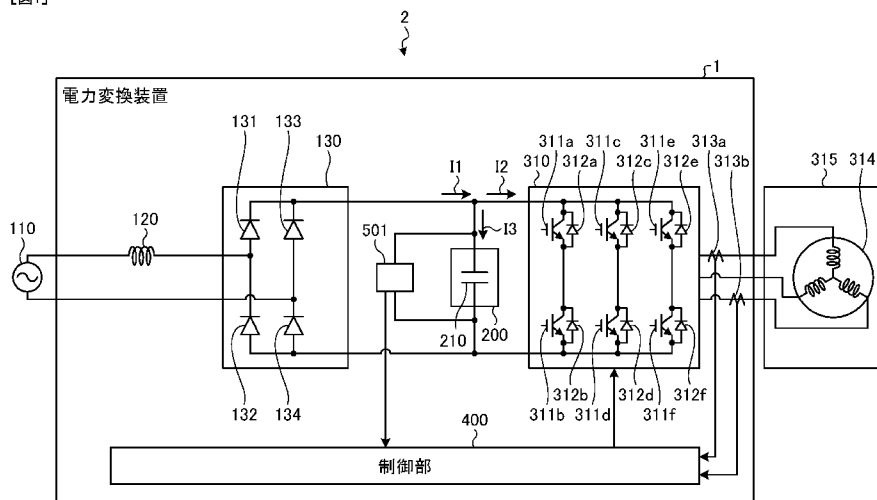
機株式会社内 Tokyo (JP). 沓木 知宏(KUTSUKI, Tomohiro); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). ▲高▼原 貴昭(TAKAHARA, Takaaki); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 有澤 浩一(ARISAWA, Koichi); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). ▲高▼橋 健治(TAKAHASHI, Kenji); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 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 INSTRUMENT

(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

[図1]



1 Power conversion device
400 Control unit

(57) Abstract: This power conversion device (1) comprises: a rectifier unit (130) that rectifies a first AC power supplied from a commercial power supply (110); a capacitor (210) connected to an output terminal of the rectifier unit (130); an inverter (310) that is connected to both ends of the capacitor (210), generates a second AC power and outputs the second AC power to a motor (314); a voltage detection unit (501) that detects the power state of the capacitor (210); and a control unit (400) that controls the operation of the inverter (310) and the motor (314) using the dq rotation coordinates that rotate in synchronization with the rotor position of the motor (314). The control unit (400) superimposes the q-axis current pulsation on the drive pattern of the motor (314) according to the detected value of the voltage detection unit (501) and suppresses the charge-discharge current of the capacitor (210), and when the voltage of the inverter (310) is saturated, pulsates the d-axis current of the motor (314) in synchronization with a positive integral multiple frequency of the q-axis current pulsation.



WO 2023/073870 A1

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))

(57) 要約: 電力変換装置(1)は、商用電源(110)から供給される第1の交流電力を整流する整流部(130)と、整流部(130)の出力端に接続されるコンデンサ(210)と、コンデンサ(210)の両端に接続され、第2の交流電力を生成してモータ(314)に出力するインバータ(310)と、コンデンサ(210)の電力状態を検出する電圧検出部(501)と、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)の動作を制御する制御部(400)と、を備え、制御部(400)は、電圧検出部(501)の検出値に応じてq軸電流脈動をモータ(314)の駆動パターンに重畳し、コンデンサ(210)の充放電電流を抑制するとともに、インバータ(310)の電圧が飽和する際にq軸電流脈動の正の整数倍の周波数に同期してモータ(314)のd軸電流を脈動させる。

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、電力変換装置には、負荷トルクに周期的な変動が発生するもの、すなわち周期的な負荷トルク脈動を持つ機械装置に接続されるものが多い。機械装置、機械装置の動力源となるモータなどでは、負荷トルク脈動によって、振動、騒音などが発生することがある。そのため、振動抑制制御に関する様々な技術が検討されている。一方で、高速回転時に振動抑制制御を行おうとすると、d軸電流を平均的に多く流して変調率に大きく余裕を取る必要があるため、モータの駆動の際の効率が損なわれてしまうことがある。このような問題に対して、特許文献1には、過変調領域において振動抑制制御を行いつつ、効率の低下を抑制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：国際公開第2020/234971号

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] 一般的に、電力変換装置は、交流電源から供給される交流電力を整流部で整流し、さらに平滑コンデンサで平滑し、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、モータに出力している。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と、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ブ

ル変化を抑制する、またはリッ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、効率の低下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、商用電源から供給される第1の交流電力を整流する整流部と、整流部の出力端に接続されるコンデンサと、コンデンサの両端に接続され、第2の交流電力を生成してモータに出力するインバータと、コンデンサの電力状態を検出する検出部と、モータ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、インバータおよびモータの動作を制御する制御部と、を備える。制御部は、検出部の検出値に応じてq軸電流の脈動成分であるq軸電流脈動をモータの駆動パターンに重畳し、コンデンサの充放電電流を抑制するとともに、インバータの電圧が飽和する際にq軸電流脈動の正の整数倍の周波数に同期してモータのd軸電流を脈動させる。

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、効率の低下を抑制できる、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が備える制御部の構成例を示すブロック図

[図3]比較例として実施の形態1の電力変換装置と同様の回路構成の電力変換装置における駆動波形の例を示す図

[図4]実施の形態1に係る電力変換装置における駆動波形の例を示す図

[図5]実施の形態1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

成例を示すブロック図

[図6]実施の形態1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弱め磁束制御を実施した場合の電圧指令を示す図

[図7]実施の形態1に係る弱め磁束制御部における簡便なd軸電流脈動の計算方法を示す第1の図

[図8]実施の形態1に係る弱め磁束制御部における簡便なd軸電流脈動の計算方法を示す第2の図

[図9]実施の形態1に係る電力変換装置が備える制御部の動作を示すフローチャート

[図10]実施の形態1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動作を示すフローチャート

[図11]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12]実施の形態1に係る電力変換装置の制御部が備える弱め磁束制御部による弱め磁束制御の制御誤差を示す図

[図13]実施の形態2に係る電力変換装置が備える制御部の構成例を示すブロック図

[図14]実施の形態2に係る電力変換装置の制御部が備える弱め磁束制御部による弱め磁束制御の制御誤差を示す図

[図15]実施の形態2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ブロック図

[図16]実施の形態2に係る電力変換装置の制御部が備える弱め磁束制御部による弱め磁束制御を説明するための図

[図17]実施の形態2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動作を示すフローチャート

[図18]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ブロック図

[図19]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

構成例を示すブロック図

[図20]実施の形態3に係るd軸電流脈動発生部の構成例を示すブロック図

[図21]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動作を示すフローチャート

[図22]理想的なd軸電流脈動の周波数分析結果の例を示す図

[図23]実施の形態4に係るd軸電流脈動発生部の構成例を示すブロック図

[図24]実施の形態4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動作を示すフローチャート

[図25]軽負荷域での電流指令の波形の例を示す図

[図26]重負荷域での電流指令の波形の例を示す図

[図27]実施の形態5に係る電力変換装置が備える制御部の構成例を示すブロック図

[図28]実施の形態5に係る電力変換装置の制御部が備えるq軸電流脈動演算部の動作を示すフローチャート

[図29]実施の形態6に係る電力変換装置の構成例を示す図

[図30]実施の形態6に係る電力変換装置が備える制御部の構成例を示すブロック図

[図31]実施の形態7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、商用電源110および圧縮機315に接続される。電力変換装置1は、商用電源110から供給される電源電圧 V_s の第1の交流電力を所望の振幅および位相を有する第2の交流電力に変換し、圧縮機315に供給する。電力変換装置1は、リアクトル120と、整流部130と、電圧検出部501と、平滑部200と、インバータ310と、電流検出部313

a, 313bと、制御部400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] リアクトル120は、商用電源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、商用電源110から供給される電源電圧 V_s の第1の交流電力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。電圧検出部501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の両端電圧である直流母線電圧 V_d 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、コンデンサ210の電力状態を検出する検出部である。

[0012] 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力を平滑化する。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、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力を平滑化するような容量を有し、平滑化によりコンデンサ210に発生する電圧は商用電源110の全波整流波形形状ではなく、直流成分に商用電源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、商用電源110が単相の場合は電源電圧 V_s の周波数の2倍成分となり、商用電源110が三相の場合は6倍成分が主成分となる。商用電源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。

[0013] 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から出力される電力を所望の振幅および位相を有する第2の交流電力に変換、すなわち第2の交流電力を生成して、圧縮機315に出力する。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。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の交流電力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。

[0014] 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、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。

[0015] 制御部400は、電圧検出部501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の交流電力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に流入する電力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に流入する電力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に流入する電力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。

[0016] 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の駆動用に使われ、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。

[0017] つづいて、制御部400における本実施の形態での特徴的な動作について説明する。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I

2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。入力電流I1は、商用電源110の電源位相、整流部130の前後に設置される素子の特性などの影響は受けるものの、基本的に電源周波数の2n倍成分を含む特性を有する。なお、nは1以上の整数である。

[0018] 平滑部200のコンデンサ210として電解コンデンサを用いる場合、充放電電流I3が大きいとコンデンサ210の経年劣化が加速する。充放電電流I3を減少させ、コンデンサ210の劣化を抑制するためには、制御部400は、コンデンサ210への入力電流I1＝コンデンサ210からの出力電流I2となるようにインバータ310を制御すればよい。ただし、出力電流I2にはPWM (Pulse Width Modulation) に起因するリップル成分が重畳されるため、制御部400は、リップル成分を加味してインバータ310を制御する必要がある。制御部400は、コンデンサ210の劣化を抑制するためには、平滑部200、すなわちコンデンサ210の電力状態を監視し、モータ314に適切な脈動を与えて充放電電流I3が減少するようにすればよい。ここで、コンデンサ210の電力状態とは、コンデンサ210への入力電流I1、コンデンサ210からの出力電流I2、コンデンサ210の充放電電流I3、コンデンサ210の直流母線電圧 V_{dc} などのことである。制御部400は、これらのコンデンサ210の電力状態のうち、少なくともいずれか1つの情報が劣化抑制制御に必要となる。

[0019] 本実施の形態では、制御部400は、電圧検出部501で検出されたコンデンサ210の直流母線電圧 V_{dc} を用いて、出力電流I2からPWMリップルを除いた値が入力電流I1と一致するようにモータ314に脈動を加える。すなわち、制御部400は、電圧検出部501の検出値に応じた脈動がモータ314の駆動パターンに重畳されるようにインバータ310の動作を制御し、コンデンサ210の充放電電流I3を抑制する。制御部400は、入力電流I1と出力電流I2との差分が小さくなるように、モータ314の入出力電力の関係からモータ314のq軸電流指令 i_q^* を制御する。制御部400は、この制御方法では、インバータ310への入力電力とモータ314の

機械出力との関係を利用して、充放電電流 I₃ を低減するための理想的な q 軸電流指令 i_{q*} を算出する。このように、本実施の形態において、制御部 400 は、d 軸および q 軸を有する回転座標において制御を行う。なお、電力変換装置 1 は、コンデンサ 210 の直流母線電圧 V_{dc} からコンデンサ 210 の充放電電流 I₃ を推定することが可能であるが、コンデンサ 210 の充放電電流 I₃ を検出する電流検出部を備えていてもよい。

[0020] 電力変換装置 1 において、電圧検出部 501 は、コンデンサ 210 の直流母線電圧 V_{dc} の電圧値を検出し、電圧値を制御部 400 へ出力する。制御部 400 は、コンデンサ 210 からインバータ 310 への出力電流 I₂ から PWM リプルを除いた値が入力電流 I₁ と一致するようにインバータ 310 を制御し、モータ 314 へ出力される電力に脈動を加える。制御部 400 は、出力電流 I₂ を適切に脈動させることによって、コンデンサ 210 の充放電電流 I₃ を減少させることができる。前述のように、コンデンサ 210 への入力電流 I₁ には電源周波数の 2n 倍成分が含まれることから、出力電流 I₂ およびモータ 314 の q 軸電流 i_q にも電源周波数の 2n 倍成分が含まれることになる。出力電流 I₂ を適切に脈動させるためのモータ 314 の q 軸電流 i_q の具体的な計算方法は、例えば、以下のような方法がある。

[0021] 電力変換装置 1 への入力となる商用電源 110 からの交流電源電圧は式 (1) で表される。

[0022] [数1]

$$v_{in} = V_s \cdot \sin(\omega_{in} t) \quad \dots (1)$$

[0023] 式 (1) において、 V_s は交流電源電圧の振幅を示し、 ω_{in} は交流電源電圧の角周波数を示し、 t は時間を示す。角周波数 ω_{in} は電源環境にもよるが、多くの場合、 $50 \text{ Hz} \times 2\pi = 314 \text{ rad/s}$ 、または $60 \text{ Hz} \times 2\pi = 377 \text{ rad/s}$ となる。なお、電力変換装置 1 は、整流部 130 の前段または後段に昇圧部を含む回路構成の場合、コンデンサ 210 への入力電流 I₁ には PWM リプルが含まれることになるが、平均化して考慮しないこととする。入力電流 I₁ が周期関数であると仮定して、入力電流 I₁ をフーリエ

係数で近似すると、入力電流 I_1 は式 (2) のように表せる。入力電流 I_1 は整流部 130 によって電源周波数 $2f$ の整数倍の成分が多く含まれる波形となる。入力電流 I_1 の基本波は電源周波数 $2f$ の成分となる。なお、数式では、他と表記を合わせるため、入力電流 I_1 の「1」の部分は下付にしている。以降についても同様とする。

[0024] [数2]

$$I_1 \cong I_{DC} + I_{2f} \sin(2\omega_{in}t + \theta_{2f}) + I_{4f} \sin(4\omega_{in}t + \theta_{4f}) + I_{6f} \sin(6\omega_{in}t + \theta_{6f}) + \dots \quad \dots (2)$$

[0025] 式 (2) において、 I_{DC} は電流の直流分を示し、 I_{2f} 、 I_{4f} 、 I_{6f} 、 \dots は電流の基本波振幅および高調波振幅を示し、 θ_{2f} 、 θ_{4f} 、 θ_{6f} 、 \dots は基本波位相および高調波位相を示す。入力電流 I_1 をそのまま制御部 400 の制御に使用してもよいし、入力電流 I_1 にフィルタを掛けてから制御部 400 の制御に使用してもよい。例えば、ローパスフィルタおよびバンドパスフィルタによって入力電流 I_1 の直流成分、基本波成分、および低次高調波成分を抽出したものを入力電流 I_1' とすると、入力電流 I_1' は、例えば、式 (3) のように表せる。式 (3) において、入力電流 I_1' は、直流成分、電源周波数 $2f$ 成分、および電源周波数 $4f$ 成分を抽出したものであるが、電源周波数 $6f$ 以上の成分を加味してもよい。なお、バンドパスフィルタは、FIR (Finite Impulse Response) フィルタによって構成してもよいし、IIR (Infinite Impulse Response) フィルタによって構成してもよい。また、入力電流 I_1' について、フーリエ係数展開の係数演算式から計算してもよい。

[0026] [数3]

$$I_1' = I_{DC} + I_{2f} \sin(2\omega_{in}t + \theta_{2f}) + I_{4f} \sin(4\omega_{in}t + \theta_{4f}) \quad \dots (3)$$

[0027] 上述のフィルタ類によって特定の周波数成分のみを抽出するのは、モータ 314 に対して与える脈動に意図しない周波数成分が含まれるのを防ぐためである。一方で、上述のフィルタ類を使用した場合、入力電流 I_1 の変化に対する即応性が低下するので、フィルタ類を使用するか否かは状況に応じて決めてよい。以下の説明では、上述のフィルタ類を使用したものとして説明

する。コンデンサ 210 からの出力電流 I_2 の出力電流指令 I_2^* を式 (4) のように与える。

[0028] [数4]

$$I_2^* = I_1' = I_{DC} + I_{2f} \sin(2\omega_{in} t + \theta_{2f}) + I_{4f} \sin(4\omega_{in} t + \theta_{4f}) \quad \dots (4)$$

[0029] 出力電流指令 I_2^* が指令値通りに流れるようにモータ 314 に脈動を加えるには、例えば、以下のようにすればよい。出力電流指令 I_2^* が指令値通りに流れたとき、コンデンサ 210 からモータ 314 に入力される有効電力 P_{in} は式 (5) のように表される。

[0030] [数5]

$$P_{in} = V_{dc} I_2^* = V_{dc} \{I_{DC} + I_{2f} \sin(2\omega_{in} t + \theta_{2f}) + I_{4f} \sin(4\omega_{in} t + \theta_{4f})\} \quad \dots (5)$$

[0031] 式 (5) において、 V_{dc} は直流母線電圧を示す。一方、モータ 314 で消費される有効電力 P_{mot} は、 d q 軸電圧および d q 軸電流によって式 (6) のように表される。

[0032] [数6]

$$P_{mot} = v_d i_d + v_q i_q \quad \dots (6)$$

[0033] 式 (6) において、 v_d は d 軸電圧を示し、 v_q は q 軸電圧を示し、 i_d は d 軸電流を示し、 i_q は q 軸電流を示す。ここで、永久磁石同期モータの定常状態の電圧方程式を考え、式 (6) に代入すると式 (7) が得られる。

[0034] [数7]

$$P_{mot} = v_d i_d + v_q i_q = (R_a i_d - \omega_e L_q i_q) i_d + (R_a i_q + \omega_e (L_d i_d + \Phi_a)) i_q \quad \dots (7)$$

[0035] 式 (7) において、 R_a は電機子抵抗を示し、 L_d および L_q は d q 軸インダクタンスを示し、 Φ_a は d q 軸鎖交磁束数を示し、 ω_e は電気角速度を示す。電機子抵抗 R_a による電圧降下が無視でき、なおかつ、 d 軸電流 i_d がほぼゼロとみなせるケースでは、式 (8) が成立する。

[0036] [数8]

$$P_{mot} \cong \omega_e \Phi_a i_q \quad \dots (8)$$

[0037] $P_{mot} = P_{in}$ となるようにモータ 314 に脈動を与えれば、平滑部 200 に

流れる電流、すなわち充放電電流 I_3 を低減できるため、式 (9) のように q 軸電流脈動指令 i_{qrip}^* を与えればよい。

[0038] [数9]

$$i_{qrip}^* = \frac{V_{dc}}{\omega_e \Phi_a} I_2^* = \frac{V_{dc}}{\omega_e \Phi_a} (I_{DC} + I_{2f} \sin(2\omega_{in} t + \theta_{2f}) + I_{4f} \sin(4\omega_{in} t + \theta_{4f})) \quad \dots (9)$$

[0039] 式 (9) のように q 軸電流脈動指令 i_{qrip}^* を与えれば、平滑部 200 のコンデンサ 210 の劣化抑制が可能である。なお、 d 軸電流 i_d が非ゼロの場合は、リラクタンストルクを加味して式 (10) のように演算してもよい。

[0040] [数10]

$$\begin{aligned} i_{qrip}^* &= \frac{V_{dc}}{\omega_e (\Phi_a + (L_d - L_q) i_d^*)} I_2^* \\ &= \frac{V_{dc}}{\omega_e (\Phi_a + (L_d - L_q) i_d^*)} (I_{DC} + I_{2f} \sin(2\omega_{in} t + \theta_{2f}) + I_{4f} \sin(4\omega_{in} t + \theta_{4f})) \end{aligned} \quad \dots (10)$$

[0041] ここで、 i_d^* は d 軸電流指令である。式 (9) および式 (10) では $P_{mot} = P_{in}$ を仮定したが、モータ 314 には銅損、鉄損、機械損といった損失がつきものである。そのため、このような損失を加味して演算を行ってもよい。

[0042] 上記のような演算を行う制御部 400 の構成について説明する。図 2 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 の構成例を示すブロック図である。制御部 400 は、回転子位置推定部 401 と、速度制御部 402 と、弱め磁束制御部 403 と、電流制御部 404 と、座標変換部 405、406 と、PWM 信号生成部 407 と、 q 軸電流脈動演算部 408 と、加算部 409 と、を備える。

[0043] 回転子位置推定部 401 は、モータ 314 にかかる dq 軸電圧指令ベクトル V_{dq}^* および dq 軸電流ベクトル i_{dq} から、モータ 314 が有する図示しない回転子について、回転子磁極の dq 軸での方向である推定位相角 θ_{est} 、および回転子速度である推定速度 ω_{est} を推定する。

[0044] 速度制御部 402 は、速度指令 ω^* および推定速度 ω_{est} から q 軸電流指令 i_{qDC}^* を生成する。具体的には、速度制御部 402 は、速度指令 ω^* と推定速度 ω_{est} とが一致するように q 軸電流指令 i_{qDC}^* を自動調整する。速度指令

ω^* は、電力変換装置1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。以降の説明において、 q 軸電流指令 i_{qDC}^* を第1の q 軸電流指令と称することがある。

[0045] 弱め磁束制御部403は、 dq 軸電圧指令ベクトル V_{dq}^* の絶対値が電圧制限値 V_{lim}^* の制限値内に収まるように d 軸電流指令 i_d^* を自動調整する。また、本実施の形態において、弱め磁束制御部403は、 q 軸電流脈動演算部408で演算された q 軸電流脈動指令 i_{qrip}^* を加味して弱め磁束制御を行う。弱め磁束制御は、大別して、電圧制限楕円の方程式から d 軸電流指令 i_d^* を計算する方法、および電圧制限値 V_{lim}^* と dq 軸電圧指令ベクトル V_{dq}^* との絶対値の偏差がゼロになるように d 軸電流指令 i_d^* を計算する方法の2種類があるが、どちらの方法を使用してもよい。弱め磁束制御部403の詳細な構成および動作については後述する。

[0046] 電流制御部404は、 q 軸電流指令 i_q^* および d 軸電流指令 i_d^* を用いてモータ314に流れる電流を制御し、 dq 軸電圧指令ベクトル V_{dq}^* を生成する。具体的には、電流制御部404は、 dq 軸電流ベクトル i_{dq} が d 軸電流指令 i_d^* および q 軸電流指令 i_q^* に追従するように dq 軸電圧指令ベクトル V_{dq}^* を自動調整する。以降の説明において、 dq 軸電圧指令ベクトル V_{dq}^* を単に dq 軸電圧指令と称することがある。

[0047] 座標変換部405は、推定位相角 θ_{est} に応じて、 dq 軸電圧指令ベクトル V_{dq}^* を dq 座標から交流量の電圧指令 V_{uvw}^* に座標変換する。

[0048] 座標変換部406は、推定位相角 θ_{est} に応じて、モータ314に流れる電流 I_{uvw} を交流量から dq 座標の dq 軸電流ベクトル i_{dq} に座標変換する。前述のように、制御部400は、モータ314に流れる電流 I_{uvw} について、インバータ310から出力される3相の電流値のうち、電流検出部313a, 313bで検出される2相の電流値、および2相の電流値を用いて残りの1

相の電流値を算出することによって取得することができる。

[0049] PWM信号生成部407は、座標変換部405で座標変換された電圧指令 V_{uvw}^* に基づいてPWM信号を生成する。制御部400は、PWM信号生成部407で生成されたPWM信号をインバータ310のスイッチング素子311a~311fに出力することで、モータ314に電圧を印加する。

[0050] q軸電流脈動演算部408は、検出値を用いてq軸電流脈動を演算し、q軸電流指令 i_q^* の脈動成分である前述のq軸電流脈動指令 i_{qrip}^* を生成する。具体的には、q軸電流脈動演算部408は、電圧検出部501で検出された電圧値である直流母線電圧 V_{dc} 、および推定速度 ω_{est} に基づいて、式(9)または式(10)の演算を行ってq軸電流脈動指令 i_{qrip}^* を計算する。q軸電流 i_q の脈動振幅はモータ314の駆動条件によって変わってくるので、q軸電流脈動演算部408は、駆動条件を適切に考慮して振幅を決定する。

[0051] 加算部409は、速度制御部402から出力されたq軸電流指令 i_{qDC}^* と、q軸電流脈動演算部408で演算されたq軸電流脈動指令 i_{qrip}^* とを加算してq軸電流指令 i_q^* を生成し、電流制御部404へ出力する。以降の説明において、q軸電流指令 i_q^* を第2のq軸電流指令と称することがある。

[0052] 制御部400は、従来と同様の制御を行う電力変換装置と比較して、式(9)または式(10)に基づいてq軸電流脈動指令 i_{qrip}^* を演算し、q軸電流脈動指令 i_{qrip}^* を用いてq軸電流指令 i_q^* を演算する点、およびq軸電流脈動指令 i_{qrip}^* を加味して弱め磁束制御を行う点が異なる。空調用圧縮機モータのようなアプリケーションでは、弱め磁束制御、インバータ過変調などを積極活用するが、これらの制御を使用する電圧飽和域では、q軸電流 i_q のみに脈動を与えても電圧不足で指令値に追従しない。そのため、q軸電流脈動指令 i_{qrip}^* に合わせてd軸電流 i_d も脈動させる必要がある。電圧振幅が一定になるようにd軸電流 i_d も同時に脈動させる弱め磁束制御の方法が公知である。弱め磁束制御部403は、電圧飽和時にq軸電流脈動指令 i_{qrip}^* と同時にd軸電流 i_d も同時に脈動させて電圧不足に陥ることを防ぐ。

- [0053] 制御部400は、q軸電流脈動演算部408によってモータ314に適切に脈動を与え、コンデンサ210に流れる電流をゼロに近づける、または小さい値に制御することで、コンデンサ210への電流流入および電流流出、すなわちコンデンサ210の充放電電流I3を減らすことができる。
- [0054] 図3は、比較例として実施の形態1の電力変換装置1と同様の回路構成の電力変換装置における駆動波形の例を示す図である。図3の対象である比較例の電力変換装置は、本実施の形態の電力変換装置1のような制御は行っていないものとする。図4は、実施の形態1に係る電力変換装置1における駆動波形の例を示す図である。図3および図4において、上図は整流部130からコンデンサ210への入力電流I1、コンデンサ210からの出力電流I2、およびコンデンサ210の充放電電流I3を示し、下図は直流母線電圧V_dを示している。なお、図3および図4は同じスケールで描かれている。また、説明の都合上、図3および図4では、PWMのリプルは考慮していない。
- [0055] 平滑部200のコンデンサ210の容量がある程度大きい場合、コンデンサ210に流れ込む入力電流I1が「うさぎの耳」のような形状となる。比較例の電力変換装置では、コンデンサからの出力電流I2がほぼ一定であったため、コンデンサの充放電電流I3も「うさぎの耳」の形になる。これに伴い、直流母線電圧V_dには大きなリプルが生じる。これらの波形は周期的な脈動が大きいので、コンデンサ210の経年劣化が早まる。
- [0056] これに対して、本実施の形態の電力変換装置1では、コンデンサ210からの出力電流I2が「うさぎの耳」の形になるように制御部400がインバータ310の動作を制御するので、コンデンサ210の充放電電流I3のピーク値は小さくなる。コンデンサ210の充放電電流I3のピーク値が小さくなるのと同時に、直流母線電圧V_dのリプルも小さくなる。コンデンサ210の電流の流出および流入を減らせば、素子劣化を抑制でき、部品の経年劣化を抑制できる。電力変換装置1では、前述のような制御部400の抑制の分、素子の容量を低減でき、リプル耐量が緩和される。そのため、安価な

平滑素子、すなわちコンデンサ210を活用することができ、システムコストを抑制できる。なお、図4では、直流成分、電源周波数2f成分、および電源周波数4f成分のみを抽出して劣化抑制制御を実施しているが、コンデンサ210の充放電電流I3をより小さくしたい場合、より高次の成分を加味してもよい。ただし、実用上では電源周波数6f成分までを考慮すれば必要十分と考えられる。また、計算量を少なくしたい場合、直流成分、および電源周波数2f成分のみを考慮する形にしてもよい。

[0057] 本実施の形態による制御部400の制御方法は、モータ314の入出力電力の理論式をベースにしているため、入力電流I1の変化に対してダイレクトにモータ314のq軸電流脈動を決定でき、入力電流I1の変化に対する即応性が高い。このことから、脈動負荷補償と併用したときに平滑部200のコンデンサ210の劣化抑制がしやすいというメリットがある。

[0058] なお、図1に示すようにモータ314が周期的な負荷トルク脈動を有する負荷である圧縮機315を駆動する場合、制御部400は、前述の制御と併せて、負荷トルク脈動に起因する速度脈動を抑制するように制御してもよい。

[0059] つぎに、弱め磁束制御部403の構成および動作について説明する。図5は、実施の形態1に係る電力変換装置1の制御部400が備える弱め磁束制御部403の構成例を示すブロック図である。弱め磁束制御部403は、減算部601と、積分制御部602と、d軸電流脈動発生部603と、加算部604と、を備える。

[0060] 減算部601は、電圧制限値 V_{lim}^* からdq軸電圧指令ベクトル V_{dq}^* を減算して、電圧偏差を算出する減算処理を行う。

[0061] 積分制御部602は、減算部601で算出された電圧偏差がゼロになるように積分制御を行い、d軸電流指令 i_{dDC}^* を決定する。なお、弱め磁束制御部403は、積分制御部602の積分制御と並列に比例制御、微分制御などを行ってもよい。すなわち、弱め磁束制御部403は、積分制御部602に替えてPID (Proportional Integral Diffe

rential) 制御部を備えていてもよい。電力変換装置1は、モータ314の駆動中に電圧不足に陥った場合、弱め磁束制御部403がd軸電流 i_d を自動的に増やすことによって、電圧不足を緩和することができる。以降の説明において、d軸電流指令 i_{dDC}^* を第1のd軸電流指令と称することができる。

[0062] ここで、一般的な弱め磁束制御は、モータパラメータを使用していないため、パラメータ変動にロバストであるものの、制御応答性をあまり高くできないという欠点がある。制御応答を無理に高めようとする、制御不安定に陥るからである。そのため、q軸電流 i_q が高周波変化する場合にも、d軸電流 i_d はおおむね一定値となる。この場合、一般的な弱め磁束制御を行う電力変換装置では、過渡的な電圧不足が発生することによって、過剰にd軸電流 i_d を流しているような状態となって銅損が増加する。そのため、本実施の形態では、電力変換装置1は、q軸電流脈動に同期してd軸電流 i_d も脈動させる。

[0063] d軸電流脈動発生部603は、q軸電流脈動演算部408から取得したq軸電流脈動指令 i_{qrip}^* 、および電圧位相の平均値 θ_{vave} を用いて、d軸電流脈動指令 i_{dAC}^* を算出する。d軸電流脈動発生部603は、q軸電流脈動に相当するq軸電流脈動指令 i_{qrip}^* に同期し、q軸電流脈動に相当するq軸電流脈動指令 i_{qrip}^* によるdq軸電圧指令ベクトル V_{dq}^* の振幅の増減を抑制するd軸電流脈動指令 i_{dAC}^* を生成する。電圧位相の平均値 θ_{vave} については、dq軸電圧指令ベクトル V_{dq}^* の絶対値から演算によって求めることができる。電圧位相の平均値 θ_{vave} の演算については、弱め磁束制御部403の外部の構成が行ってもよいし、弱め磁束制御部403の内部のd軸電流脈動発生部603または図示しない構成が行ってもよい。なお、d軸電流脈動発生部603におけるd軸電流脈動指令 i_{dAC}^* の算出方法については、上記の例に限定されない。弱め磁束制御部403では、積分制御部602から出力されるd軸電流指令 i_{dDC}^* を低周波のd軸電流指令とした場合、d軸電流脈動発生部603が、高周波のd軸電流脈動指令としてd軸電流脈動指令 i_d

i_{AC}^* を決定する。

- [0064] 加算部604は、2つの指令値、すなわち、積分制御部602で得られたd軸電流指令 i_{dDC}^* 、およびd軸電流脈動発生部603で得られたd軸電流脈動指令 i_{dAC}^* を加算して、d軸電流指令 i_d^* を決定する。以降の説明において、d軸電流指令 i_d^* を第2のd軸電流指令と称することがある。
- [0065] このように、弱め磁束制御部403は、q軸電流脈動指令 i_{qrip}^* に同期してd軸電流 i_d を脈動させるd軸電流脈動指令 i_{dAC}^* を生成する。弱め磁束制御部403は、dq軸電圧指令ベクトル V_{dq}^* と電圧制限値 V_{lim}^* との電圧偏差からd軸電流脈動指令 i_{dAC}^* の周波数に対して低い周波数であるd軸電流指令 i_{dDC}^* を生成する。弱め磁束制御部403は、d軸電流指令 i_{dDC}^* とd軸電流脈動指令 i_{dAC}^* とを加算してd軸電流指令 i_d^* を生成する。
- [0066] ここで、本実施の形態の弱め磁束制御部403における弱め磁束制御の原理について説明する。図6は、実施の形態1に係る電力変換装置1の制御部400が備える弱め磁束制御部403が弱め磁束制御を実施した場合の電圧指令 v^* を示す図である。図7は、実施の形態1に係る弱め磁束制御部403における簡便なd軸電流脈動 i_{dAC} の計算方法を示す第1の図である。図8は、実施の形態1に係る弱め磁束制御部403における簡便なd軸電流脈動 i_{dAC} の計算方法を示す第2の図である。図6から図8の説明において、電圧指令 v^* は前述のdq軸電圧指令ベクトル V_{dq}^* に相当する。制限値 V_{om} は前述の電圧制限値 V_{lim}^* に相当する。また、d軸電流脈動 i_{dAC} は前述のd軸電流脈動指令 i_{dAC}^* に相当する。d軸電流 i_{dDC} は前述のd軸電流指令 i_{dDC}^* に相当する。q軸電流脈動 i_{qAC} は前述のq軸電流脈動指令 i_{qrip}^* に相当する。q軸電流 i_{qDC} は前述のq軸電流指令 i_{qDC}^* に相当する。
- [0067] 制限値 V_{om} は厳密には六角形状であるが、ここではdq座標上の円で近似して考えている。本実施の形態では、円で近似することを前提として議論するが、厳密に六角形を考えて議論してもよいことは言うまでも無い。本実施の形態では、原点を中心とする半径が制限値 V_{om} の円のことを電圧制限円21と呼ぶ。なお、制限値 V_{om} は、直流母線電圧 V_{dc} の値によって変動する。

図6において、電圧指令 v^* は、d軸電流 i_d 、q軸電流 i_q 、モータ速度、モータパラメータなどによって決定される。また、電圧指令 v^* は、電圧制限円21によって制限される。電力変換装置1の制御部400は、過変調時にq軸電流 i_q にq軸電流脈動 i_{qAC} を与えた場合、d軸電流 i_d にもd軸電流脈動 i_{dAC} を与えなければ、電圧指令 v^* が電圧制限範囲、すなわち電圧制限円21を超えてしまう。そのため、本実施の形態では、電力変換装置1の制御部400において、弱め磁束制御部403は、d軸電流 i_d にもd軸電流脈動 i_{dAC} を与えることで、電圧不足に陥るのを防ぐ。

[0068] d軸電流脈動 i_{dAC} の計算方法については様々な方法が考えられるが、特許文献1に記載されているように、電圧制限円21の接線を用いた近似手法がある。電圧位相の平均値を θ_{vave} とし、q軸電流脈動 i_{qAC} を与えたときの電圧軌跡を考える。電圧軌跡が電圧制限円21の接線方向になるように図8のような直角三角形を考えると、その1つの角は θ_{vave} となる。このことを利用して、弱め磁束制御部403のd軸電流脈動発生部603は、d軸電流脈動 i_{dAC} 、すなわちd軸電流脈動指令 i_{dAC}^* を式(11)のように演算する。

[0069] [数11]

$$i_{dAC}^* = -i_{qAC}^* \frac{L_q}{L_d} \tan(\theta_{vave}) \quad \dots(11)$$

[0070] すなわち、弱め磁束制御部403は、電圧進角の平均値のタンジェントとq軸電流脈動指令 i_{qrip}^* との乗算結果に基づいて、d軸電流脈動指令 i_{dAC}^* を生成する。弱め磁束制御部403は、dq軸電圧指令のベクトルである電圧指令 v^* の軌跡が電圧制限値 V_{lim}^* に基づく規定された半径の電圧制限円21の円周方向または接線方向に維持されるように、d軸電流脈動指令 i_{dAC}^* を生成するとも言える。弱め磁束制御部403は、d軸電流脈動発生部603が式(11)のようにd軸電流脈動指令 i_{dAC}^* を計算し、d軸電流脈動指令 i_{dAC}^* を用いてd軸電流指令 i_d^* を決定する。これにより、電力変換装置1は、コンデンサ電流抑制制御時も電圧指令振幅を一定に保つことができる

。電力変換装置 1 は、d 軸電流 i_d を過剰に流さなくても済むようになるので、過変調領域で効率的にコンデンサ電流を減らすことができるようになる。

[0071] このように、制御部 400 は、検出部の検出値に応じて q 軸電流脈動に相当する q 軸電流脈動指令 i_{qrip}^* をモータ 314 の駆動パターンに重畳することで、コンデンサ 210 の充放電電流 I_3 を抑制するとともに、インバータ 310 の電圧が飽和する際に q 軸電流脈動に相当する q 軸電流脈動指令 i_{qrip}^* の周波数に同期してモータ 314 の d 軸電流 i_d を脈動させる。なお、q 軸電流 i_q を有効電流と表記し、d 軸電流 i_d を無効電流と表記してもよい。以降についても同様とする。

[0072] 制御部 400 の動作を、フローチャートを用いて説明する。図 9 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 の動作を示すフローチャートである。制御部 400 は、電圧検出部 501 から検出値であるコンデンサ 210 の直流母線電圧 V_{dc} を取得する（ステップ S1）。制御部 400 は、取得した検出値に基づいて、コンデンサ 210 への入力電流 I_1 とコンデンサ 210 からの出力電流 I_2 との差分が小さくなるように、かつ d q 軸電圧指令ベクトル V_{dq}^* が電圧制限値 V_{lim}^* を超えないようにインバータ 310 の動作を制御する（ステップ S2）。

[0073] 図 10 は、実施の形態 1 に係る電力変換装置 1 の制御部 400 が備える弱め磁束制御部 403 の動作を示すフローチャートである。弱め磁束制御部 403 において、減算部 601 は、電圧制限値 V_{lim}^* から d q 軸電圧指令ベクトル V_{dq}^* を減算し、電圧偏差を算出する（ステップ S11）。積分制御部 602 は、電圧偏差がゼロになるように積分制御を行い、d 軸電流指令 i_{dDC}^* を決定する（ステップ S12）。d 軸電流脈動発生部 603 は、q 軸電流脈動指令 i_{qrip}^* および電圧位相の平均値 θ_{vave} を用いて、d 軸電流脈動指令 i_{dAC}^* を算出する（ステップ S13）。加算部 604 は、d 軸電流指令 i_{dDC}^* と d 軸電流脈動指令 i_{dAC}^* とを加算して d 軸電流指令 i_d^* を生成、すなわち d 軸電流指令 i_d^* を決定する（ステップ S14）。

[0074] 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11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。

[0075] 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。

[0076] 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、制御部400は、電圧検出部501で検出されたコンデンサ210の直流母線電圧 V_{dc} を用いて、q軸電流脈動指令 i_{qrip}^* を演算し、q軸電流脈動指令 i_{qrip}^* を用いてd軸電流指令 i_d^* を生成してインバータ310の動作を制御し、コンデンサ210の充放電電流 I_3 を抑制することとした。これにより、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、電力変換装置1の大型化を抑制することができる。また、電力変換装置1は、過変調領域において効率の低下を抑制することができる。

[0077] 実施の形態2.

実施の形態1では、電圧指令 v^* のベクトルの軌跡が電圧制限円21の接線となるようにd軸電流脈動 i_{dAC} を求めたが、理想的には円軌跡となるほうが

好ましい。q軸電流脈動 i_{qAC} が大きい場合、接線近似と理想値との誤差が大きくなり、妥当な弱め磁束制御ができなくなるおそれがある。図12は、実施の形態1に係る電力変換装置1の制御部400が備える弱め磁束制御部403による弱め磁束制御の制御誤差を示す図である。図12において、横軸はq軸電流脈動 i_{qAC} の位相角を示し、縦軸はd軸電流脈動 i_{dAC} を示す。図12は、q軸電流脈動 i_{qAC} の振幅がある程度大きい条件で試算したものであるが、電圧指令振幅を一定にするために必要なd軸電流脈動 i_{dAC} は図12の実線のような波形となる。

[0078] d軸電流脈動 i_{dAC} の波形は概ねq軸電流脈動 i_{qAC} と同じ周期で振動しているが、多少の高調波成分が含まれている。この実線の波形を制御上の理想値とする。一方、弱め磁束制御部403が出力する実際のd軸電流脈動 i_{dAC} は図12の点線の波形となる。実施の形態1の弱め磁束制御部403は、高調波を含まない正弦波波形を対象にしているため、理想値とは多少のズレがある。q軸電流脈動 i_{qAC} が小さい場合はズレを無視しても構わないが、q軸電流脈動 i_{qAC} が大きい場合はズレを無視しづらい。実施の形態1の弱め磁束制御部403ではこのような制御誤差が生じるため、q軸電流脈動 i_{qAC} が大きい場合では速度脈動、コンデンサ電流などの悪化、銅損の増加など、様々な問題が生じるおそれがある。そのため、本実施の形態では、弱め磁束制御の制御誤差の発生を抑制する方法について説明する。

[0079] 図13は、実施の形態2に係る電力変換装置1が備える制御部400aの構成例を示すブロック図である。制御部400aは、図2に示す実施の形態1の制御部400に対して、弱め磁束制御部403を弱め磁束制御部403aに置き換えたものである。なお、図示は省略するが、実施の形態2に係る電力変換装置1は、図1に示す実施の形態1の電力変換装置1に対して、制御部400を制御部400aに置き換えたものとする。

[0080] 図14は、実施の形態2に係る電力変換装置1の制御部400aが備える弱め磁束制御部403aによる弱め磁束制御の制御誤差を示す図である。図14において、横軸はq軸電流脈動 i_{qAC} の位相角を示し、縦軸はd軸電流の

追加補償量を示す。図14に示す波形は、図12に示す実線の波形と点線の波形との差分である。なお、図14では、図12に対して縦軸のスケールを拡大している。実施の形態2の弱め磁束制御部403aは、図14に示すような電流波形を算出し、d軸電流脈動 i_{dAC} に加算できれば、理想的な弱め磁束制御を実現することができる。

[0081] つぎに、弱め磁束制御部403aの構成および動作について説明する。図15は、実施の形態2に係る電力変換装置1の制御部400aが備える弱め磁束制御部403aの構成例を示すブロック図である。弱め磁束制御部403aは、図5に示す実施の形態1の弱め磁束制御部403に対して、d軸電流脈動再調整部605を追加したものである。

[0082] d軸電流脈動再調整部605は、q軸電流脈動指令 i_{qrip}^* およびd軸電流脈動指令 i_{dAC}^* によるdq軸電圧指令ベクトル V_{dq}^* の振幅の増減量を調査し、増減量に応じてd軸電流脈動指令 i_{dAC}^* を再調整し、再調整後のd軸電流脈動指令 i_{dAC}^{**} を出力する。d軸電流脈動再調整部605は、具体的には以下のプロセスでd軸電流 i_d の追加補償量を算出する。図16は、実施の形態2に係る電力変換装置1の制御部400aが備える弱め磁束制御部403aによる弱め磁束制御を説明するための図である。平均電圧指令を v_{ave}^* とし、実施の形態1の弱め磁束制御による電圧指令を v_{conv}^* とした場合、電圧指令 v_{conv}^* は、電圧制限円21よりも大きくなることが予想されるから、q軸電圧に不足量 ΔV_q が生じる。q軸電圧の不足量 ΔV_q が既知であれば、d軸電流 i_d の追加補償量である Δi_{d2} は以下の式(12)のように求まる。

[0083] [数12]

$$\Delta i_{d2} = \frac{\Delta V_q}{\omega_e L_d} \quad \dots (12)$$

[0084] q軸電圧の不足量 ΔV_q を正確に算出するためには、永久磁石によるdq軸鎖交磁束数 Φ_a が既知であることが望ましいが、dq軸鎖交磁束数 Φ_a はモータ温度によって変化するため、dq軸鎖交磁束数 Φ_a を用いずに概算することを考える。実施の形態1での電圧指令 v_{conv}^* のd軸電圧成分 v_{dconv}^* およ

びq軸電圧成分 v_{qconv}^* は、式(13)および式(14)によって表される。

[0085] [数13]

$$v_{dconv}^* = |v_{ave}^*| \sin(\theta_{vave}) - \omega_e L_q \Delta i_q \quad \dots (13)$$

[0086] [数14]

$$v_{qconv}^* = |v_{ave}^*| \cos(\theta_{vave}) + \omega_e L_d \Delta i_d \quad \dots (14)$$

[0087] 実施の形態1でのd軸電圧成分 v_{dconv}^* および半径が制限値 V_{om} の電圧制限円21から、三平方の定理によって、q軸電圧の制限値 V_{qlim} を式(15)のように求める。

[0088] [数15]

$$V_{qlim} = \sqrt{(V_{om})^2 - (v_{dconv}^*)^2} \quad \dots (15)$$

[0089] 制限値 V_{om} および直流母線電圧 V_{dc} の関係は、以下の式(16)のようになるのが一般的であるが、インバータ310の過変調を行う場合にはこの限りではないので、違う比率にしてもよい。

[0090] [数16]

$$V_{om} \cong \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \quad \dots (16)$$

[0091] 実施の形態1でのq軸電圧成分 v_{qconv}^* とq軸電圧の制限値 V_{qlim} との差分を取れば式(17)のようにq軸電圧の不足量 ΔV_q が求まるので、d軸電流脈動再調整部605は、このような演算によってd軸電流脈動指令 i_{dAC}^* を再調整する。

[0092] [数17]

$$\Delta V_q = V_{qlim} - v_{qconv}^* \quad \dots (17)$$

[0093] 図17は、実施の形態2に係る電力変換装置1の制御部400aが備える弱め磁束制御部403aの動作を示すフローチャートである。弱め磁束制御部403aにおいて、減算部601は、電圧制限値 V_{lim}^* からdq軸電圧指令ベクトル V_{dq}^* を減算し、電圧偏差を算出する(ステップS11)。積分制

御部602は、電圧偏差がゼロになるように積分制御を行い、d軸電流指令 i_{dDC}^* を決定する(ステップS12)。d軸電流脈動発生部603は、q軸電流脈動指令 i_{qrip}^* および電圧位相の平均値 θ_{vave} を用いて、d軸電流脈動指令 i_{dAC}^* を算出する(ステップS13)。d軸電流脈動再調整部605は、dq軸電流脈動による電圧指令振幅の増減量に応じてd軸電流脈動指令 i_{dAC}^* を再調整する(ステップS21)。加算部604は、d軸電流指令 i_{dDC}^* と再調整後のd軸電流脈動指令 i_{dAC}^{**} とを加算してd軸電流指令 i_d^* を生成、すなわちd軸電流指令 i_d^* を決定する(ステップS14)。

[0094] 電力変換装置1が備える制御部400aのハードウェア構成について説明する。制御部400aは、実施の形態1の制御部400と同様、プロセッサ91およびメモリ92により実現される。

[0095] 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、制御部400aの弱め磁束制御部403aは、d軸電流脈動指令 i_{dAC}^* を再調整し、d軸電流指令 i_d^* を決定することとした。これにより、電力変換装置1は、実施の形態1と比較して、弱め磁束制御の精度を向上させ、的確な弱め磁束制御を行うことで、d軸電流 i_d を過剰に流さなくても済むので銅損を改善できる。電力変換装置1は、実施の形態1と比較して、より平滑用のコンデンサ210の劣化を抑制しつつ、過変調領域において効率の低下を抑制することができる。

[0096] 実施の形態3.

実施の形態1および実施の形態2では、弱め磁束制御について、特許文献1の弱め磁束制御をベースにして説明したが、適切なd軸電流脈動 i_{dAC} を得る方法は他にも考えられる。例えば、フィードバックベースで適切なd軸電流脈動 i_{dAC} を得る方法もあり得る。フィードバックベースの手法は実施の形態1および実施の形態2の手法とは異なり、制御設計の煩雑さはあるものの、制御定数変動、電流制御応答の不足などに対して強いというメリットがある。振動抑制制御の手法として、繰り返し制御、フーリエ係数演算に基づく手法などが公知である。これをフィードバック型の弱め磁束制御に応用すれ

ば、良好なd軸電流脈動 i_{dAC} が得られるはずである。

[0097] 図18は、実施の形態3に係る電力変換装置1が備える制御部400bの構成例を示すブロック図である。制御部400bは、図2に示す実施の形態1の制御部400に対して、弱め磁束制御部403を弱め磁束制御部403bに置き換えたものである。なお、図示は省略するが、実施の形態3に係る電力変換装置1は、図1に示す実施の形態1の電力変換装置1に対して、制御部400を制御部400bに置き換えたものとする。

[0098] 弱め磁束制御部403bの構成および動作について説明する。図19は、実施の形態3に係る電力変換装置1の制御部400bが備える弱め磁束制御部403bの構成例を示すブロック図である。弱め磁束制御部403bは、図5に示す実施の形態1の弱め磁束制御部403に対して、d軸電流脈動発生部603をd軸電流脈動発生部603bに置き換えたものである。

[0099] d軸電流脈動発生部603bは、電圧偏差に応じて、dq軸電圧指令ベクトル V_{dq}^* の振幅の増減を抑制するd軸電流脈動指令 i_{dAC}^* を生成する。具体的には、d軸電流脈動発生部603bは、減算部601で得られた電圧偏差、およびq軸電流脈動の周波数からd軸電流脈動指令 i_{dAC}^* を演算する。q軸電流脈動の周波数は、例えば、q軸電流脈動演算部408で演算されたq軸電流脈動指令 i_{qrip}^* である。図20は、実施の形態3に係るd軸電流脈動発生部603bの構成例を示すブロック図である。d軸電流脈動発生部603bは、フーリエ係数演算部704、705と、PID制御部708、709と、交流復元部710と、を備える。d軸電流脈動発生部603bは、電圧偏差からd軸電流脈動 i_{dAC} を演算する構成である。d軸電流脈動発生部603bによる手法は、フーリエ係数演算を利用し、脈動信号を直流化して制御する手法である。

[0100] フーリエ係数演算部704、705は、フーリエ係数演算によって電圧偏差の特定周波数成分をCOS成分およびSIN成分に分けて直流化して抽出する。例えば、フーリエ係数演算部704、705は、q軸電流脈動の周波数を基準、すなわちq軸電流脈動の周波数を1Fとして、一方がCOS1F

成分を抽出し、他方がS I N 1 F成分を抽出する。d軸電流 i_d に対しq軸電流 i_q と同じ周波数の脈動を加えるのが最も効果的であることが図12から分かるので、ここでは周波数1Fの電圧偏差脈動を抑え込む制御系を例示するが、他の周波数成分を抑制するようにしてもよい。このように、フーリエ係数演算部704, 705は、電圧偏差から、q軸電流脈動指令 i_{qrip}^* に基づく規定された周波数成分をS I N成分およびC O S成分に分けて直流化して抽出する。以降の説明において、S I Nをサインと称し、C O Sをコサインと称することがある。

[0101] P I D制御部708は、フーリエ係数演算部704で抽出された各周波数成分がゼロになるようにP I D制御を実施する。P I D制御部709は、フーリエ係数演算部705で抽出された各周波数成分がゼロになるようにP I D制御を実施する。なお、ここでは一般的な制御としてP I D制御、すなわち比例積分微分制御を例示しているが、別種の制御を用いても構わない。P I D制御部708, 709は、フーリエ係数演算部704, 705で抽出された周波数成分のS I N成分およびC O S成分がゼロになるように制御する積分制御部である。

[0102] 交流復元部710は、P I D制御部708, 709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。交流復元部710は、復元した交流信号をd軸電流脈動指令 i_{dAC}^* として出力する。これにより、d軸電流脈動発生部603bは、q軸電流脈動と同じ周波数でd軸電流 i_d を脈動させることができる。

[0103] d軸電流脈動発生部603bの内部では脈動信号が直流化して取り扱われるので、制御ゲインを無闇に高めずとも、ターゲットとなる周波数の脈動を抑制することが可能である。積分制御部602単体で高周波の弱め磁束制御を行おうとした場合、制御ゲインを高くしなければならないが、制御ゲインを高めすぎると不安定となるおそれがある。そのため、積分制御部602単体で高周波の弱め磁束制御を行うことが難しい。しかしながら、d軸電流脈動発生部603bを並列に追加し、高周波の弱め磁束制御と低周波の弱め磁

束制御とを分離すれば、制御部400bの不安定化を防ぎ、良好な弱め磁束制御を実現することができる。

[0104] 図21は、実施の形態3に係る電力変換装置1の制御部400bが備える弱め磁束制御部403bの動作を示すフローチャートである。弱め磁束制御部403bにおいて、減算部601は、電圧制限値 V_{lim}^* からdq軸電圧指令ベクトル V_{dq}^* を減算し、電圧偏差を算出する(ステップS11)。積分制御部602は、電圧偏差がゼロになるように積分制御を行い、d軸電流指令 i_{dDC}^* を決定する(ステップS12)。d軸電流脈動発生部603bにおいて、フーリエ係数演算部704, 705は、フーリエ係数演算によって電圧偏差の特定周波数成分をCOS成分およびSIN成分に分けて直流化して抽出する。PID制御部708, 709は、フーリエ係数演算部704, 705で抽出された各周波数成分がゼロになるように制御する(ステップS31)。d軸電流脈動発生部603bにおいて、交流復元部710は、PID制御部708, 709の演算結果を交流信号に復元してd軸電流脈動指令 i_{dAC}^* を算出する(ステップS13)。加算部604は、d軸電流指令 i_{dDC}^* とd軸電流脈動指令 i_{dAC}^* とを加算してd軸電流指令 i_d^* を生成、すなわちd軸電流指令 i_d^* を決定する(ステップS14)。

[0105] 電力変換装置1が備える制御部400bのハードウェア構成について説明する。制御部400bは、実施の形態1の制御部400と同様、プロセッサ91およびメモリ92により実現される。

[0106] 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、制御部400bの弱め磁束制御部403bは、フィードバック型の弱め磁束制御を行い、d軸電流指令 i_d^* を決定することとした。これにより、電力変換装置1は、実施の形態1と比較して、弱め磁束制御の精度を向上させ、的確な弱め磁束制御を行うことで、d軸電流 i_d を過剰に流さなくても済むので銅損を改善できる。電力変換装置1は、実施の形態1と比較して、より平滑用のコンデンサ210の劣化を抑制しつつ、過変調領域において効率の低下を抑制することができる。本実施の形態において、弱め磁束制御部403b

は、モータ定数を使っていないため、実施の形態1の弱め磁束制御部403および実施の形態2の弱め磁束制御部403aと比較して、モータ定数変動に強いという特徴がある。また、弱め磁束制御部403bは、PID制御部708、709によってd軸電流脈動 i_{dAC} の位相が自動調整されるので、電流応答をあまり高くできない場合においても、電圧振幅を一定にキープしやすいというメリットもある。なお、実施の形態3の制御内容については、実施の形態1、2の制御内容と適宜組み合わせることも可能である。

[0107] 実施の形態4.

実施の形態3は非常に有用な手法であるが、q軸電流脈動の周波数の1F成分の電圧偏差のみを制御しているため、q軸電流脈動の振幅が大きい場合、実施の形態1と同様、適切な弱め磁束制御ができなくなる。そこで、実施の形態3の制御を並列化して、他の周波数成分の電圧偏差も同時に制御するように構成することを考える。図22は、理想的なd軸電流脈動 i_{dAC} の周波数分析結果の例を示す図である。図22において、横軸は電圧偏差に含まれる高調波の次数を示し、縦軸は電圧偏差に含まれる高調波の含有量を示す。図22は、図12に示した理想値の波形を周波数分析した結果である。q軸電流脈動周波数を基準、すなわち1Fとすると、d軸電流 i_d に1F成分の脈動を重畳するだけでは理想的な電圧軌跡は得られない。さらに2F成分の脈動を加えれば、かなり理想に近い電圧軌跡が得られる。そこで、本実施の形態では、電圧偏差の脈動のうち、1F成分および2F成分を抑制するための弱め磁束制御について説明する。なお、3F成分以上についても抑制するのが理想であるため、3F成分以上の制御系をさらに並列化するように構成してもよい。

[0108] 実施の形態4において、制御部400bの構成は、図18に示す実施の形態3の制御部400bの構成と同様である。また、実施の形態4において、弱め磁束制御部403bの構成は、図19に示す実施の形態3の弱め磁束制御部403bの構成と同様である。なお、図示は省略するが、実施の形態4に係る電力変換装置1は、図1に示す実施の形態1の電力変換装置1に対し

て、制御部400を制御部400bに置き換えたものとする。

[0109] 図23は、実施の形態4に係るd軸電流脈動発生部603bの構成例を示すブロック図である。d軸電流脈動発生部603bは、ゲイン部701と、フーリエ係数演算部702～705と、PID制御部706～709と、交流復元部710と、を備える。実施の形態4では、d軸電流脈動発生部603bは、電圧偏差に対して特定周波数成分のみをゼロにするような制御系を並列化して設けている。実施の形態4では、実施の形態3と同様、フーリエ係数演算を用いた制御系を例示するが、特定周波数成分のみをゼロにするような制御系であれば、他種の制御系器であっても構わない。

[0110] ゲイン部701は、q軸電流脈動の周波数をN倍にする。なお、Nは2以上の整数である。ここでは一例として $N=2$ とするが、他の値にしてもよい。

[0111] フーリエ係数演算部702～705は、フーリエ係数演算によって電圧偏差の特定周波数成分をCOS成分およびSIN成分に分けて直流化して抽出する。例えば、フーリエ係数演算部704、705は、q軸電流脈動の周波数を基準、すなわちq軸電流脈動の周波数を $1f$ として、一方が $COS1F$ 成分を抽出し、他方が $SIN1F$ 成分を抽出する。また、フーリエ係数演算部702、703は、一方が $COS2F$ 成分を抽出し、他方が $SIN2F$ 成分を抽出する。ここでは周波数 $1F$ および周波数 $2F$ の電圧偏差脈動を抑え込む制御系を例示するが、他の周波数成分を抑制するように、制御系をさらに並列化してもよい。このように、フーリエ係数演算部704、705は、電圧偏差から、q軸電流脈動指令 i_{qrip}^* に基づく規定された第1の周波数成分をSIN成分およびCOS成分に分けて直流化して抽出する第1のフーリエ係数演算部である。フーリエ係数演算部702、703は、電圧偏差から、ゲイン部701で得られた第2の周波数成分をSIN成分およびCOS成分に分けて直流化して抽出する第2のフーリエ係数演算部である。

[0112] PID制御部706は、フーリエ係数演算部702で抽出された各周波数成分がゼロになるようにPID制御を実施する。PID制御部707は、フ

ーリエ係数演算部703で抽出された各周波数成分がゼロになるようにPID制御を実施する。PID制御部708は、フーリエ係数演算部704で抽出された各周波数成分がゼロになるようにPID制御を実施する。PID制御部709は、フーリエ係数演算部705で抽出された各周波数成分がゼロになるようにPID制御を実施する。なお、ここでは一般的な制御としてPID制御、すなわち比例積分微分制御を例示しているが、別種の制御を用いても構わない。PID制御部708、709は、フーリエ係数演算部704、705で抽出された第1の周波数成分のSIN成分およびCOS成分がゼロになるように制御する第1の積分制御部である。PID制御部706、707は、フーリエ係数演算部702、703で抽出された第2の周波数成分のSIN成分およびCOS成分がゼロになるように制御する第2の積分制御部である。

[0113] 交流復元部710は、PID制御部706~709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。交流復元部710は、復元した交流信号をd軸電流脈動指令 i_{dAC}^* として出力する。これにより、d軸電流脈動発生部603bは、q軸電流脈動の1F成分および2F成分を含む周波数でd軸電流 i_d を脈動させることができる。

[0114] このように、制御部400bは、検出部の検出値に応じてq軸電流脈動に相当するq軸電流脈動指令 i_{qrip}^* をモータ314の駆動パターンに重畳することで、コンデンサ210の充放電電流I3を抑制するとともに、インバータ310の電圧が飽和する際に、q軸電流脈動に相当するq軸電流脈動指令 i_{qrip}^* の周波数、およびq軸電流脈動に相当するq軸電流脈動指令 i_{qrip}^* の正の整数倍の周波数に同期してモータ314のd軸電流 i_d を脈動させる。ここで、正の整数とは、本実施の形態では2となるが、3以上であってもよいし、複数であってもよい。例えば、本実施の形態については、正の整数は1および2とも言える。すなわち、上記の説明については、制御部400bは、検出部の検出値に応じてq軸電流脈動に相当するq軸電流脈動指令 i_{qrip}^* をモータ314の駆動パターンに重畳することで、コンデンサ210の充

放電電流 I_3 を抑制するとともに、インバータ 310 の電圧が飽和する際に q 軸電流脈動に相当する q 軸電流脈動指令 i_{qrip}^* の正の整数倍の周波数に同期してモータ 314 の d 軸電流 i_d を脈動させる、とも言える。

[0115] 図 24 は、実施の形態 4 に係る電力変換装置 1 の制御部 400b が備える弱め磁束制御部 403b の動作を示すフローチャートである。弱め磁束制御部 403b において、減算部 601 は、電圧制限値 V_{lim}^* から dq 軸電圧指令ベクトル V_{dq}^* を減算し、電圧偏差を算出する（ステップ S11）。積分制御部 602 は、電圧偏差がゼロになるように積分制御を行い、 d 軸電流指令 i_{dDC}^* を決定する（ステップ S12）。 d 軸電流脈動発生部 603b において、フーリエ係数演算部 702～705 は、フーリエ係数演算によって電圧偏差の複数の特定周波数成分を COS 成分および SIN 成分に分けて直流化して抽出する。PID 制御部 706～709 は、フーリエ係数演算部 702～705 で抽出された各周波数成分がゼロになるように制御する（ステップ S41）。 d 軸電流脈動発生部 603b において、交流復元部 710 は、PID 制御部 706～709 の演算結果を交流信号に復元して d 軸電流脈動指令 i_{dAC}^* を算出する（ステップ S13）。加算部 604 は、 d 軸電流指令 i_{dDC}^* と d 軸電流脈動指令 i_{dAC}^* とを加算して d 軸電流指令 i_d^* を生成、すなわち d 軸電流指令 i_d^* を決定する（ステップ S14）。

[0116] 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、制御部 400b の弱め磁束制御部 403b は、複数の特定周波数成分を用いて、フィードバック型の弱め磁束制御を行い、 d 軸電流指令 i_d^* を決定することとした。これにより、電力変換装置 1 は、実施の形態 3 と比較して、弱め磁束制御の精度を向上させ、的確な弱め磁束制御を行うことで、 d 軸電流 i_d を過剰に流さなくても済むので銅損を改善できる。電力変換装置 1 は、実施の形態 3 と比較して、より平滑用のコンデンサ 210 の劣化を抑制しつつ、過変調領域において効率の低下を抑制することができる。

[0117] 実施の形態 5.

実施の形態 1 から実施の形態 4 が d 軸電流 i_d の波形を改善することを目的

としたものであるのに対し、実施の形態5は、 q 軸電流 i_q の波形を改善することで、銅損の増加を防ぐものである。図1に示すように、電力変換装置1は、リアクトル120、整流部130などを備え、平滑部200には平滑コンデンサであるコンデンサ210などが用いられる。電力変換装置1においてリアクトル120、コンデンサ210などの容量が大きい場合、コンデンサ210へ流れ込む電流は、前述のように「うさぎの耳」のような形状になる。このような場合、コンデンサ電流脈動を減らすためには、コンデンサ電流脈動の基本波周波数だけでなく、基本周波数の2倍の周波数もケアすることが重要である。 q 軸電流 i_q に対しコンデンサ電流脈動の基本波周波数と基本波周波数の2倍の周波数の脈動を与え、さらに d 軸電流 i_d に対しても q 軸電流脈動と同期して脈動を与えるように制御系を構成したところ、基本波周波数のみに脈動を与えた場合に比べ、2倍の周波数の脈動を同時に加えた方が重負荷域で銅損が小さくなった。一方、モータ314の負荷が軽い軽負荷時には、2倍の周波数の脈動を同時に加えた方が、銅損が悪化した。モータ314の負荷が重い重負荷時には2倍の周波数の脈動を同時に加えることで銅損が改善されるという事象は非自明である。

[0118] この事象について、波形を用いて説明する。図25は、軽負荷域での電流指令の波形の例を示す図である。図25において、横軸は時間を示し、上図の縦軸は d 軸電流指令を示し、下図の縦軸は q 軸電流指令を示す。ここでは単相交流電源の周波数を基本波周波数、すなわち $1f$ としているので、コンデンサ電流脈動の基本波周波数は $2f$ となる。コンデンサ電流脈動の基本波周波数 $2f$ の2倍の周波数は $4f$ である。なお、基本波周波数 $2f$ は、前述の電源周波数 $2f$ と同じ周波数である。コンデンサ電流脈動を小さくするには正弦波状の q 軸電流 i_q を与えることが考えられる。ただし、リアクトル120、コンデンサ210などの容量が大きい場合、コンデンサ電流をより小さくすることだけを考えるのであれば、 $2f$ 脈動のみだけでなく $4f$ 脈動も同時に与えて q 軸電流 i_q を「うさぎの耳」の形のように尖らせるほうがよい。 q 軸電流 i_q のピーク値は $4f$ 脈動を重畳したときの方が大きくなる。この

とき、電圧飽和が生じることがあるので、 d 軸電流 i_d にも脈動を与える。ただし、 d 軸電流 i_d をプラス方向に流すことにメリットはないので、ここでは d 軸電流 i_d の上限値はゼロでクランプしている。モータ 314 の銅損は d q 軸電流の 2 乗和に比例するから、軽負荷時には $4f$ 脈動を同時に与えた方が、銅損が大きくなる。このことは図 25 を見れば自明である。

[0119] 図 26 は、重負荷域での電流指令の波形の例を示す図である。図 26 において、横軸は時間を示し、上図の縦軸は d 軸電流指令を示し、下図の縦軸は q 軸電流指令を示す。モータ 314 の減磁限界、電圧飽和などによってモータ 314 に流せる d q 軸電流には上限があることが知られている。 q 軸電流 i_q の最大値がほぼ同じになるようにした場合、 $2f$ 脈動と $4f$ 脈動を同時に加えることで、 q 軸電流 i_q の脈動幅が小さくなる。 $2f$ 脈動のみを与えた場合と比較して、 $4f$ 脈動を同時に加えることで q 軸電流 i_q の下振れが緩和されるからである。 q 軸電流 i_q を平均値よりも下方向に変化させるとモータ速度は減速するので、この減速を補うために加速トルクが必要となる。電圧飽和域で加速トルクを発生させるためには、 d 軸電流 i_d をより多く流して電圧飽和を緩和する必要があるが、 d 軸電流 i_d を流すことにより銅損が増加する。すなわち、 q 軸電流 i_q が飽和する重負荷時には、 q 軸電流 i_q の下振れを少なくすることによって、モータ 314 の減速を小さくすることができ、その結果、 d 軸電流 i_d が減って銅損が減少する。これは、発明者らが新たに発見した事象であり、他の当業者にとっても非自明なことである。このとき、図示しないコンデンサ電流は同程度であったが、 $4f$ 脈動を同時に補償することによって銅損は約 40% 低減した。

[0120] 実施の形態 5 は、「コンデンサ電流脈動を低減する制御において交流電源の周波数の 2 倍の周波数および 4 倍の周波数のコンデンサ電流脈動を同時に補正した場合、重負荷時に弱め磁束電流が減少する」という知見に基づくものである。以降では、この知見に基づいて説明する。

[0121] 図 27 は、実施の形態 5 に係る電力変換装置 1 が備える制御部 400c の構成例を示すブロック図である。制御部 400c は、図 2 に示す実施の形態

1の制御部400に対して、弱め磁束制御部403を弱め磁束制御部403cに置き換え、q軸電流脈動演算部408をq軸電流脈動演算部408cに置き換えたものである。q軸電流脈動演算部408cは、第1のq軸電流脈動演算部801と、第2のq軸電流脈動演算部802と、運転状態判定部803と、を備える。なお、図示は省略するが、実施の形態5に係る電力変換装置1は、図1に示す実施の形態1の電力変換装置1に対して、制御部400を制御部400cに置き換えたものとする。一例として、商用電源110が単相交流電源の場合について説明する。また、商用電源110から供給される電源電圧 V_s の周波数を $1f$ とする。商用電源110が単相交流電源であることから、コンデンサ電流脈動の基本周波数は $2f$ となり、コンデンサ電流脈動の基本周波数の2倍は $4f$ となる。

[0122] 第1のq軸電流脈動演算部801は、コンデンサ電流脈動の基本周波数を $2f$ とした場合、直流母線電圧 V_{dc} の $2f$ 脈動を抑制する制御系であり、直流母線電圧 V_{dc} の $2f$ 脈動を補償する第1のq軸電流脈動指令を演算して出力する。第2のq軸電流脈動演算部802は、直流母線電圧 V_{dc} の $4f$ 脈動を抑制する制御系であり、直流母線電圧 V_{dc} の $4f$ 脈動を補償する第2のq軸電流脈動指令を演算して出力する。これらの制御系によって平滑部200のコンデンサ210に流れる電流が低減できることは公知である。

[0123] 運転状態判定部803は、モータ314の運転状態、すなわちモータ314に印加される負荷の大きさを判定する。運転状態判定部803は、モータ314に印加されている負荷が軽負荷であると判定した場合、第1のq軸電流脈動演算部801の出力を選択し、q軸電流脈動指令 i_{qrip}^* として出力する。一方、運転状態判定部803は、モータ314に印加されている負荷が重負荷であると判定した場合、第1のq軸電流脈動演算部801の出力と第2のq軸電流脈動演算部802の出力とを加算したものを、q軸電流脈動指令 i_{qrip}^* として出力する。

[0124] 運転状態判定部803における運転状態の判定方法としては様々な方法があるが、例えば、速度制御部402からの出力であるq軸電流指令 i_{qdc}^* お

よび回転子位置推定部401からの出力である推定速度 ω_{est} を利用する方法が考えられる。q軸電流指令 i_{qDC}^* と推定速度 ω_{est} とを乗算するとモータ314の平均出力電力 P_{DC} が求まるので、運転状態判定部803は、モータ314の平均出力電力 P_{DC} の大きさに基づいて、モータ314に印加される負荷が重負荷か軽負荷かを判定することができる。この際、重負荷および軽負荷の判定がチャタリングしないように、運転状態判定部803は、重負荷および軽負荷を判定するための閾値について、ヒステリシス幅を設けて判定するとなおよい。例えば、運転状態判定部803は、平均出力電力 P_{DC} が最大出力電力の60%を超えたときに重負荷になったと判定し、次に平均出力電力 P_{DC} が最大出力電力の40%を下回ったときに軽負荷になったと判定するような処理を行えばよい。なお、ここで例示した60%、40%などの閾値は一例であって、他の値を用いてもよい。

[0125] また、別の判定方法として、モータ314にかかる電圧およびモータ314に流れる電流を用いて判定する方法もあると思われる。電圧と電流とを乗算するとモータ314への入力電力が求まるので、運転状態判定部803は、モータ314への入力電力を求めてモータ314に印加される負荷が重負荷か軽負荷かを判定してもよい。

[0126] また、別の判定方法として、例えば、q軸電流指令 i_{qDC}^* および第1のq軸電流脈動演算部801の出力の加算値を使う方法も考えられる。運転状態判定部803は、加算値が図示しないq軸電流 i_q の制限値に達しない場合は軽負荷と判定し、加算値がq軸電流 i_q の制限値に達した場合は重負荷と判定する。

[0127] 運転状態判定部803においてモータ314に印加される負荷が重負荷か軽負荷かを判定する方法は、ここで例示した方法以外にも様々考えられるが、いずれの方法を用いてもよい。なお、制御部400cについて、制御系の構成を簡素化したい場合、運転状態判定部803を省いて、常に2f脈動および4f脈動を同時に補償してもよい。

[0128] 弱め磁束制御部403cは、q軸電流脈動に同期してd軸電流脈動 i_{dAC} を

発生させる制御系であり、 $1f$ 脈動および $2f$ 脈動を含んだ d 軸電流指令 i_d^* を与える。弱め磁束制御部 403c は、実施の形態 1 および実施の形態 3 のような構成でもよいし、実施の形態 2 および実施の形態 4 のように d 軸電流 i_d に対して他の周波数の脈動も同時に与えるような構成でもよい。

[0129] 重負荷域では銅損およびコンデンサ電流のトレードオフ問題があるが、本実施の形態のような構成を採用することにより、制御部 400c は、銅損の増加を抑えつつ、的確にコンデンサ電流を抑制することが可能となる。

[0130] 図 28 は、実施の形態 5 に係る電力変換装置 1 の制御部 400c が備える q 軸電流脈動演算部 408c の動作を示すフローチャートである。 q 軸電流脈動演算部 408c において、第 1 の q 軸電流脈動演算部 801 は、直流母線電圧 V_{dc} の $2f$ 脈動を補償する第 1 の q 軸電流脈動指令を演算する（ステップ S51）。第 2 の q 軸電流脈動演算部 802 は、直流母線電圧 V_{dc} の $4f$ 脈動を補償する第 2 の q 軸電流脈動指令を演算する（ステップ S52）。運転状態判定部 803 は、モータ 314 に印加される負荷の大きさを判定する（ステップ S53）。軽負荷の場合（ステップ S54：Yes）、運転状態判定部 803 は、第 1 の q 軸電流脈動指令を選択し、 q 軸電流脈動指令 i_{qrip}^* として出力する（ステップ S55）。重負荷の場合（ステップ S54：No）、運転状態判定部 803 は、第 1 の q 軸電流脈動指令と第 2 の q 軸電流脈動指令とを加算し、 q 軸電流脈動指令 i_{qrip}^* として出力する（ステップ S56）。

[0131] このように、商用電源 110 が単相交流電源の場合において、 q 軸電流脈動演算部 408c は、モータ 314 の負荷を判定する。 q 軸電流脈動演算部 408c は、規定された負荷である軽負荷と判定するための閾値との比較によって負荷が軽負荷であると判定した場合、第 1 の交流電力の周波数の 2 倍脈動を補償する q 軸電流脈動指令 i_{qrip}^* を生成する。 q 軸電流脈動演算部 408c は、規定された負荷である重負荷と判定するための閾値との比較によって負荷が重負荷であると判定した場合、第 1 の交流電力の周波数の 2 倍脈動および 4 倍脈動を補償する q 軸電流脈動指令 i_{qrip}^* を生成する。

- [0132] なお、商用電源 110 が単相交流電源の場合について説明したが、本実施の形態は、商用電源 110 が三相交流電源の場合にも適用可能である。商用電源 110 が三相交流電源の場合、コンデンサ電流脈動の基本周波数は、商用電源 110 が単相交流電源のときの 3 倍になる。すなわち、商用電源 110 が三相交流電源の場合、コンデンサ電流脈動の基本周波数は $6f$ となり、コンデンサ電流脈動の基本周波数の 2 倍は $12f$ となる。
- [0133] 商用電源 110 が三相交流電源の場合において、q 軸電流脈動演算部 408c は、モータ 314 の負荷を判定する。q 軸電流脈動演算部 408c は、規定された負荷である軽負荷と判定するための閾値との比較によって負荷が軽負荷であると判定した場合、第 1 の交流電力の周波数の 6 倍脈動を補償する q 軸電流脈動指令 i_{qrip}^* を生成する。q 軸電流脈動演算部 408c は、規定された負荷である重負荷と判定するための閾値との比較によって負荷が重負荷であると判定した場合、第 1 の交流電力の周波数の 6 倍脈動および 12 倍脈動を補償する q 軸電流脈動指令 i_{qrip}^* を生成する。
- [0134] 電力変換装置 1 が備える制御部 400c のハードウェア構成について説明する。制御部 400c は、実施の形態 1 の制御部 400 と同様、プロセッサ 91 およびメモリ 92 により実現される。
- [0135] 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、制御部 400c の q 軸電流脈動演算部 408c は、モータ 314 に印加される負荷が大きい場合、直流母線電圧 V_{dc} の $1f$ 脈動を補償する第 1 の q 軸電流脈動指令に、直流母線電圧 V_{dc} の $2f$ 脈動を補償する第 2 の q 軸電流脈動指令を加算したものを、q 軸電流脈動指令 i_{qrip}^* として出力することとした。これにより、電力変換装置 1 は、実施の形態 1 と比較して、銅損の増加を抑えつつ、的確にコンデンサ電流を抑制することが可能となる。なお、実施の形態 5 の制御内容については、実施の形態 1 ~ 4 の制御内容と適宜組み合わせることも可能である。
- [0136] 実施の形態 6.
- 実施の形態 1 ~ 5 では、電力変換装置 1 において、コンデンサ電流低減制

御および弱め磁束制御を行う場合について説明した。このうち、実施の形態 2～4 の弱め磁束制御については、特許文献 1 にも適用可能である。特許文献 1 に記載の弱め磁束制御は、実施の形態 1 による弱め磁束制御と同様の手法であるが、前述のように、接線近似と理想値との誤差が大きくなり、妥当な弱め磁束制御ができなくなるおそれがある。実施の形態 6 の電力変換装置は、実施の形態 2～4 の弱め磁束制御を用いることで、振動抑制制御および弱め磁束制御を行う場合において、弱め磁束制御の精度を向上させることができる。

[0137] 図 29 は、実施の形態 6 に係る電力変換装置 1 d の構成例を示す図である。電力変換装置 1 d は、図 1 に示す電力変換装置 1 の制御部 400 を制御部 400 d に置き換えたものである。なお、電力変換装置 1 d、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 d を構成している。図 30 は、実施の形態 6 に係る電力変換装置 1 d が備える制御部 400 d の構成例を示すブロック図である。制御部 400 d は、図 13 に示す実施の形態 2 の制御部 400 a に対して、弱め磁束制御部 403 a を弱め磁束制御部 403 d に置き換え、q 軸電流脈動演算部 408 を q 軸電流脈動演算部 408 d に置き換えたものである。

[0138] q 軸電流脈動演算部 408 d は、特許文献 1 の段落 0025 に記載されている速度脈動抑制制御部または振動抑制制御部に相当する構成であり、特許文献 1 の q 軸電流脈動 i_{qAC} に相当する q 軸電流脈動指令 i_{qrip}^* を出力する。速度脈動抑制制御部または振動抑制制御部に相当する q 軸電流脈動演算部 408 d の具体的な構成については、一般的なものでよいので、特許文献 1 と同様、特に問わない。

[0139] 弱め磁束制御部 403 d は、q 軸電流脈動演算部 408 d で演算された q 軸電流脈動指令 i_{qrip}^* を加味して弱め磁束制御を行う。ここで、実施の形態 6 の q 軸電流脈動指令 i_{qrip}^* と実施の形態 2～4 の q 軸電流脈動指令 i_{qrip}^* とでは脈動周波数が異なる。しかしながら、弱め磁束制御部 403 d は、実施の形態 2 の弱め磁束制御部 403 a、または実施の形態 3, 4 の弱め磁

束制御部403bと同様の構成によって、振動抑制制御に対応したd軸電流指令 i_d^* を自動調整することができる。

[0140] このように、制御部400dは、検出部の検出値に応じてq軸電流 i_q の脈動成分であるq軸電流脈動をモータ314の駆動パターンに重畳し、モータ314の回転による振動を抑制するとともに、インバータの電圧が飽和する際にq軸電流脈動の正の整数倍の周波数に同期してモータ314のd軸電流 i_d を脈動させる。正の整数については、前述のように、1つであってもよいし、複数であってもよい。例えば、正の整数は、1のみでもよし、1および2でもよい。

[0141] 制御部400dは、実施の形態2の制御部400aのように動作する場合は図13に示す制御部400aと同様の構成であり、弱め磁束制御部403dとして、図15に示す弱め磁束制御部403aを備える。制御部400aおよび弱め磁束制御部403aの各構成の動作は、前述の通りである。

[0142] また、制御部400dは、実施の形態3の制御部400bのように動作する場合は図18に示す制御部400bと同様の構成であり、弱め磁束制御部403dとして、図19に示す弱め磁束制御部403bを備える。さらに、弱め磁束制御部403bは、図20に示すd軸電流脈動発生部603bを備える。制御部400b、弱め磁束制御部403b、およびd軸電流脈動発生部603bの各構成の動作は、前述の通りである。

[0143] また、制御部400dは、実施の形態4の制御部400bのように動作する場合は図18に示す制御部400bと同様の構成であり、弱め磁束制御部403dとして、図19に示す弱め磁束制御部403bを備える。さらに、弱め磁束制御部403bは、図23に示すd軸電流脈動発生部603bを備える。制御部400b、弱め磁束制御部403b、およびd軸電流脈動発生部603bの各構成の動作は、前述の通りである。

[0144] 電力変換装置1dが備える制御部400dのハードウェア構成について説明する。制御部400dは、実施の形態1の制御部400と同様、プロセッサ91およびメモリ92により実現される。

[0145] 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 d において、制御部 4 0 0 d の弱め磁束制御部 4 0 3 d は、実施の形態 2 ~ 4 の弱め磁束制御と同様の制御を行う。これにより、電力変換装置 1 d は、弱め磁束制御の精度を向上させ、的確な弱め磁束制御を行うことで、d 軸電流 i_d を過剰に流さなくても済むので銅損を改善できる。電力変換装置 1 d は、モータ 3 1 4 の回転による振動を抑制しつつ、過変調領域において効率の低下を抑制することができる。

[0146] 実施の形態 7.

図 3 1 は、実施の形態 7 に係る冷凍サイクル適用機器 9 0 0 の構成例を示す図である。実施の形態 7 に係る冷凍サイクル適用機器 9 0 0 は、実施の形態 1 ~ 5 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 9 0 0 は、実施の形態 6 で説明した電力変換装置 1 d 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 7 に係る冷凍サイクル適用機器 9 0 0 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 3 1 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。

[0147] 冷凍サイクル適用機器 9 0 0 は、実施の形態 1 におけるモータ 3 1 4 を内蔵した圧縮機 3 1 5 と、四方弁 9 0 2 と、室内熱交換器 9 0 6 と、膨張弁 9 0 8 と、室外熱交換器 9 1 0 とが冷媒配管 9 1 2 を介して取り付けられている。

[0148] 圧縮機 3 1 5 の内部には、冷媒を圧縮する圧縮機構 9 0 4 と、圧縮機構 9 0 4 を動作させるモータ 3 1 4 とが設けられている。

[0149] 冷凍サイクル適用機器 9 0 0 は、四方弁 9 0 2 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 9 0 4 は、可変速制御されるモータ 3 1 4 によって駆動される。

[0150] 暖房運転時には、実線矢印で示すように、冷媒が圧縮機構 9 0 4 で加圧されて送り出され、四方弁 9 0 2、室内熱交換器 9 0 6、膨張弁 9 0 8、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。

[0151] 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。

[0152] 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。

[0153] 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

[0154] 1, 1d 電力変換装置、2, 2d モータ駆動装置、110 商用電源、120 リアクトル、130 整流部、131~134 整流素子、200 平滑部、210 コンデンサ、310 インバータ、311a~311f スwitching素子、312a~312f 還流ダイオード、313a, 313b 電流検出部、314 モータ、315 圧縮機、400, 400a, 400b, 400c, 400d 制御部、401 回転子位置推定部、402 速度制御部、403, 403a, 403b, 403c, 403d 弱め磁束制御部、404 電流制御部、405, 406 座標変換部、407 PWM信号生成部、408, 408c, 408d q軸電流脈動演算部、409 加算部、501 電圧検出部、601 減算部、602 積分制御部、603, 603b d軸電流脈動発生部、604 加算部、605 d軸電流脈動再調整部、701 ゲイン部、702~705 フーリエ係数演算部、706~709 PID制御部、710 交流復元部、801 第1のq軸電流脈動演算部、802 第2のq軸電流脈動演算部、803 運

転状態判定部、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]

商用電源から供給される第1の交流電力を整流する整流部と、
前記整流部の出力端に接続されるコンデンサと、
前記コンデンサの両端に接続され、第2の交流電力を生成してモータに出力するインバータと、
前記コンデンサの電力状態を検出する検出部と、
前記モータの回転子位置に同期して回転するdq回転座標を用いて、前記インバータおよび前記モータの動作を制御する制御部と、
を備え、
前記制御部は、前記検出部の検出値に応じてq軸電流の脈動成分であるq軸電流脈動を前記モータの駆動パターンに重畳し、前記コンデンサの充放電電流を抑制するとともに、前記インバータの電圧が飽和する際に前記q軸電流脈動の正の整数倍の周波数に同期して前記モータのd軸電流を脈動させる、
電力変換装置。

[請求項2]

前記制御部は、
速度指令および推定速度から第1のq軸電流指令を生成する速度制御部と、
前記検出値を用いて前記q軸電流脈動を演算し、q軸電流脈動指令を生成するq軸電流脈動演算部と、
前記第1のq軸電流指令と前記q軸電流脈動指令とを加算して第2のq軸電流指令を生成する加算部と、
前記q軸電流脈動指令に同期して前記d軸電流を脈動させるd軸電流脈動指令を生成し、dq軸電圧指令と電圧制限値との電圧偏差から前記d軸電流脈動指令の周波数に対して低い周波数である第1のd軸電流指令を生成し、前記第1のd軸電流指令と前記d軸電流脈動指令とを加算して第2のd軸電流指令を生成する弱め磁束制御部と、
前記第2のq軸電流指令および前記第2のd軸電流指令を用いて前

記モータに流れる電流を制御し、前記 d q 軸電圧指令を生成する電流制御部と、

を備える請求項 1 に記載の電力変換装置。

[請求項3] 前記弱め磁束制御部は、電圧進角の平均値のタンジェントと前記 q 軸電流脈動指令との乗算結果に基づいて、前記 d 軸電流脈動指令を生成する、

請求項 2 に記載の電力変換装置。

[請求項4] 前記弱め磁束制御部は、前記 d q 軸電圧指令のベクトルの軌跡が前記電圧制限値に基づく規定された半径の電圧制限円の円周方向または接線方向に維持されるように、前記 d 軸電流脈動指令を生成する、

請求項 2 または 3 に記載の電力変換装置。

[請求項5] 前記弱め磁束制御部は、
前記 q 軸電流脈動に同期し、前記 q 軸電流脈動による前記 d q 軸電圧指令の振幅の増減を抑制する前記 d 軸電流脈動指令を生成する d 軸電流脈動発生部と、

前記 q 軸電流脈動指令および前記 d 軸電流脈動指令による前記 d q 軸電圧指令の振幅の増減量を調査し、前記増減量に応じて前記 d 軸電流脈動指令を再調整する d 軸電流脈動再調整部と、

を備え、

前記第 1 の d 軸電流指令と再調整後の前記 d 軸電流脈動指令とを加算して前記第 2 の d 軸電流指令を生成する、

請求項 2 から 4 のいずれか 1 つに記載の電力変換装置。

[請求項6] 前記弱め磁束制御部は、
前記電圧偏差に応じて、前記 d q 軸電圧指令の振幅の増減を抑制する前記 d 軸電流脈動指令を生成する d 軸電流脈動発生部、

を備え、

前記 d 軸電流脈動発生部は、

前記電圧偏差から、前記 q 軸電流脈動指令に基づく規定された周波

数成分をサイン成分およびコサイン成分に分けて直流化して抽出する
フーリエ係数演算部と、

前記フーリエ係数演算部で抽出された前記周波数成分の前記サイン
成分および前記コサイン成分がゼロになるように制御する積分制御部
と、

前記積分制御部の演算結果を1つの交流信号に復元し、前記d軸電
流脈動指令として出力する交流復元部と、

を備える請求項2から4のいずれか1つに記載の電力変換装置。

[請求項7]

前記弱め磁束制御部は、

前記電圧偏差に応じて、前記d q軸電圧指令の振幅の増減を抑制す
る前記d軸電流脈動指令を生成するd軸電流脈動発生部、

を備え、

前記d軸電流脈動発生部は、

前記電圧偏差から、前記q軸電流脈動指令に基づく規定された第1
の周波数成分をサイン成分およびコサイン成分に分けて直流化して抽
出する第1のフーリエ係数演算部と、

前記第1のフーリエ係数演算部で抽出された前記第1の周波数成分
の前記サイン成分および前記コサイン成分がゼロになるように制御す
る第1の積分制御部と、

Nを2以上の正の整数とし、前記q軸電流脈動指令の周波数をN倍
にするゲイン部と、

前記電圧偏差から、前記ゲイン部で得られた第2の周波数成分をサ
イン成分およびコサイン成分に分けて直流化して抽出する第2のフー
リエ係数演算部と、

前記第2のフーリエ係数演算部で抽出された前記第2の周波数成分
の前記サイン成分および前記コサイン成分がゼロになるように制御す
る第2の積分制御部と、

前記第1の積分制御部の演算結果および前記第2の積分制御部の演

算結果を1つの交流信号に復元し、前記d軸電流脈動指令として出力する交流復元部と、

を備える請求項2から4のいずれか1つに記載の電力変換装置。

[請求項8]

前記商用電源を単相交流電源とし、

前記q軸電流脈動演算部は、前記モータの負荷を判定し、

規定された負荷である軽負荷と判定するための閾値との比較によって前記負荷が前記軽負荷であると判定した場合、前記第1の交流電力の周波数の2倍脈動を補償する前記q軸電流脈動指令を生成し、

規定された負荷である重負荷と判定するための閾値との比較によって前記負荷が前記重負荷であると判定した場合、前記第1の交流電力の周波数の2倍脈動および4倍脈動を補償する前記q軸電流脈動指令を生成する、

請求項2から7のいずれか1つに記載の電力変換装置。

[請求項9]

前記商用電源を三相交流電源とし、

前記q軸電流脈動演算部は、前記モータの負荷を判定し、

規定された負荷である軽負荷と判定するための閾値との比較によって前記負荷が前記軽負荷であると判定した場合、前記第1の交流電力の周波数の6倍脈動を補償する前記q軸電流脈動指令を生成し、

規定された負荷である重負荷と判定するための閾値との比較によって前記負荷が前記重負荷であると判定した場合、前記第1の交流電力の周波数の6倍脈動および12倍脈動を補償する前記q軸電流脈動指令を生成する、

請求項2から7のいずれか1つに記載の電力変換装置。

[請求項10]

商用電源から供給される第1の交流電力を整流する整流部と、

前記整流部の出力端に接続されるコンデンサと、

前記コンデンサの両端に接続され、第2の交流電力を生成してモータに出力するインバータと、

前記コンデンサの電力状態を検出する検出部と、

前記モータ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、前記インバータおよび前記モータの動作を制御する制御部と、
を備え、

前記制御部は、前記検出部の検出値に応じて q 軸電流の脈動成分である q 軸電流脈動を前記モータの駆動パターンに重畳し、前記モータの回転による振動を抑制するとともに、前記インバータの電圧が飽和する際に前記 q 軸電流脈動の正の整数倍の周波数に同期して前記モータの d 軸電流を脈動させる、

電力変換装置。

[請求項11]

前記制御部は、

速度指令および推定速度から第1の q 軸電流指令を生成する速度制御部と、

前記検出値を用いて前記 q 軸電流脈動を演算し、 q 軸電流脈動指令を生成する q 軸電流脈動演算部と、

前記第1の q 軸電流指令と前記 q 軸電流脈動指令とを加算して第2の q 軸電流指令を生成する加算部と、

前記 q 軸電流脈動指令に同期して前記 d 軸電流を脈動させる d 軸電流脈動指令を生成し、 d q 軸電圧指令と電圧制限値との電圧偏差から前記 d 軸電流脈動指令の周波数に対して低い周波数である第1の d 軸電流指令を生成し、前記第1の d 軸電流指令と前記 d 軸電流脈動指令とを加算して第2の d 軸電流指令を生成する弱め磁束制御部と、

前記第2の q 軸電流指令および前記第2の d 軸電流指令を用いて前記モータに流れる電流を制御し、前記 d q 軸電圧指令を生成する電流制御部と、

を備える請求項10に記載の電力変換装置。

[請求項12]

前記弱め磁束制御部は、

前記 q 軸電流脈動に同期し、前記 q 軸電流脈動による前記 d q 軸電圧指令の振幅の増減を抑制する前記 d 軸電流脈動指令を生成する d 軸

電流脈動発生部と、

前記 q 軸電流脈動指令および前記 d 軸電流脈動指令による前記 d q 軸電圧指令の振幅の増減量を調査し、前記増減量に応じて前記 d 軸電流脈動指令を再調整する d 軸電流脈動再調整部と、

を備え、

前記第 1 の d 軸電流指令と再調整後の前記 d 軸電流脈動指令とを加算して前記第 2 の d 軸電流指令を生成する、

請求項 1 1 に記載の電力変換装置。

[請求項13]

前記弱め磁束制御部は、

前記電圧偏差に応じて、前記 d q 軸電圧指令の振幅の増減を抑制する前記 d 軸電流脈動指令を生成する d 軸電流脈動発生部、

を備え、

前記 d 軸電流脈動発生部は、

前記電圧偏差から、前記 q 軸電流脈動指令に基づく規定された周波数成分をサイン成分およびコサイン成分に分けて直流化して抽出するフーリエ係数演算部と、

前記フーリエ係数演算部で抽出された前記周波数成分の前記サイン成分および前記コサイン成分がゼロになるように制御する積分制御部と、

前記積分制御部の演算結果を 1 つの交流信号に復元し、前記 d 軸電流脈動指令として出力する交流復元部と、

を備える請求項 1 1 に記載の電力変換装置。

[請求項14]

前記弱め磁束制御部は、

前記電圧偏差に応じて、前記 d q 軸電圧指令の振幅の増減を抑制する前記 d 軸電流脈動指令を生成する d 軸電流脈動発生部、

を備え、

前記 d 軸電流脈動発生部は、

前記電圧偏差から、前記 q 軸電流脈動指令に基づく規定された第 1

の周波数成分をサイン成分およびコサイン成分に分けて直流化して抽出する第1のフーリエ係数演算部と、

前記第1のフーリエ係数演算部で抽出された前記第1の周波数成分の前記サイン成分および前記コサイン成分がゼロになるように制御する第1の積分制御部と、

Nを2以上の正の整数とし、前記q軸電流脈動指令の周波数をN倍にするゲイン部と、

前記電圧偏差から、前記ゲイン部で得られた第2の周波数成分をサイン成分およびコサイン成分に分けて直流化して抽出する第2のフーリエ係数演算部と、

前記第2のフーリエ係数演算部で抽出された前記第2の周波数成分の前記サイン成分および前記コサイン成分がゼロになるように制御する第2の積分制御部と、

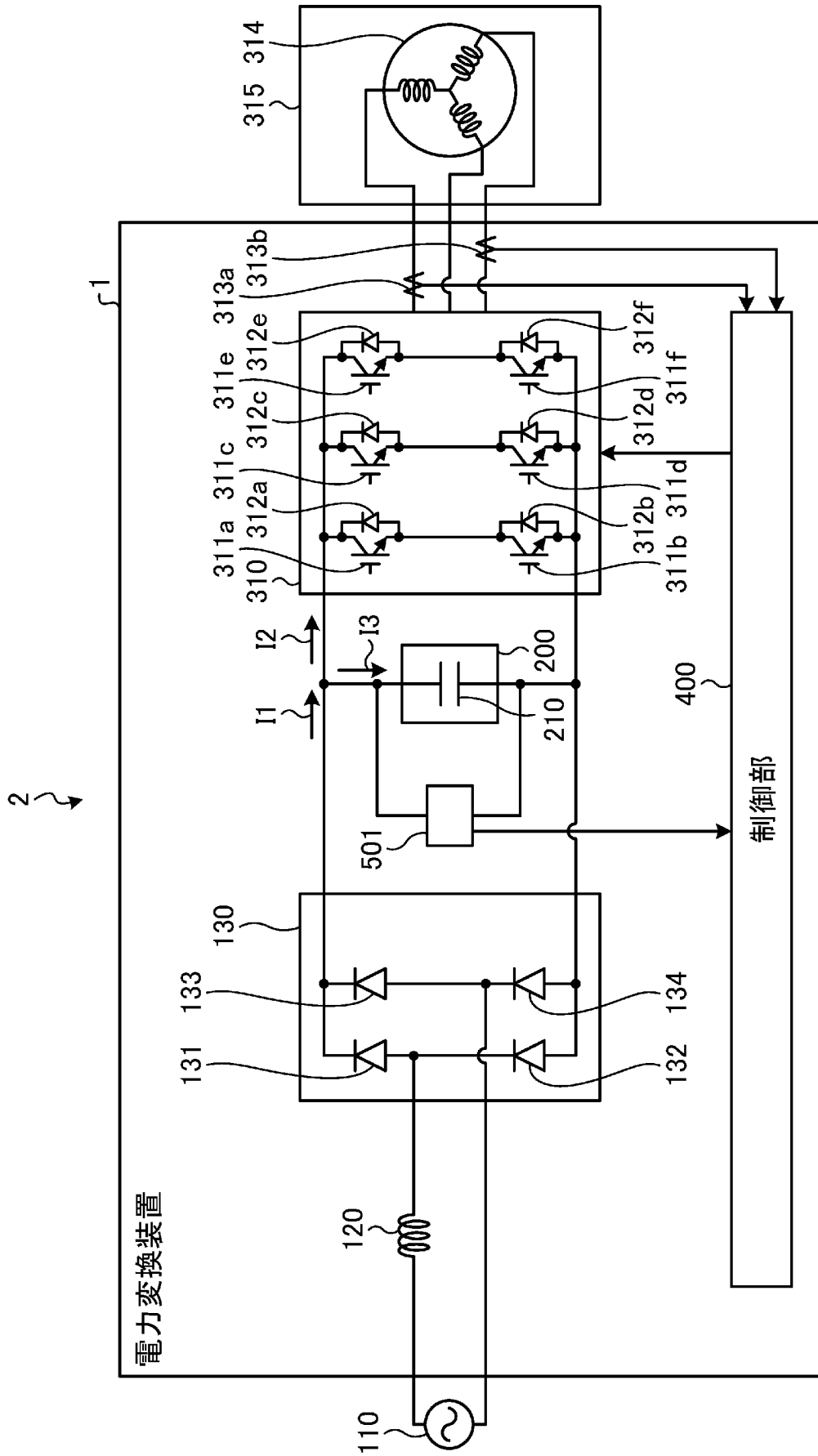
前記第1の積分制御部の演算結果および前記第2の積分制御部の演算結果を1つの交流信号に復元し、前記d軸電流脈動指令として出力する交流復元部と、

を備える請求項11に記載の電力変換装置。

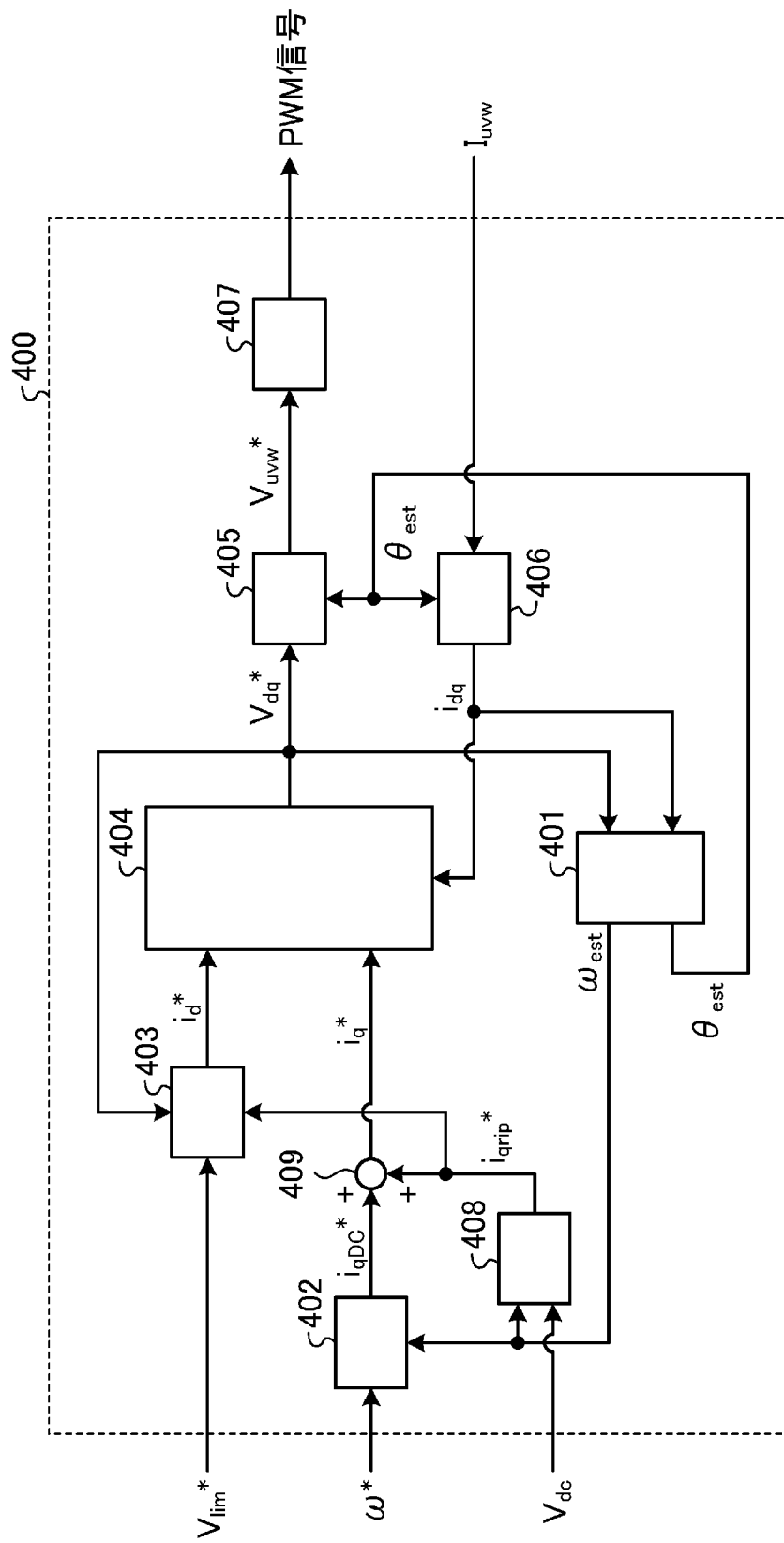
[請求項15] 請求項1から14のいずれか1つに記載の電力変換装置を備えるモータ駆動装置。

[請求項16] 請求項1から14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。

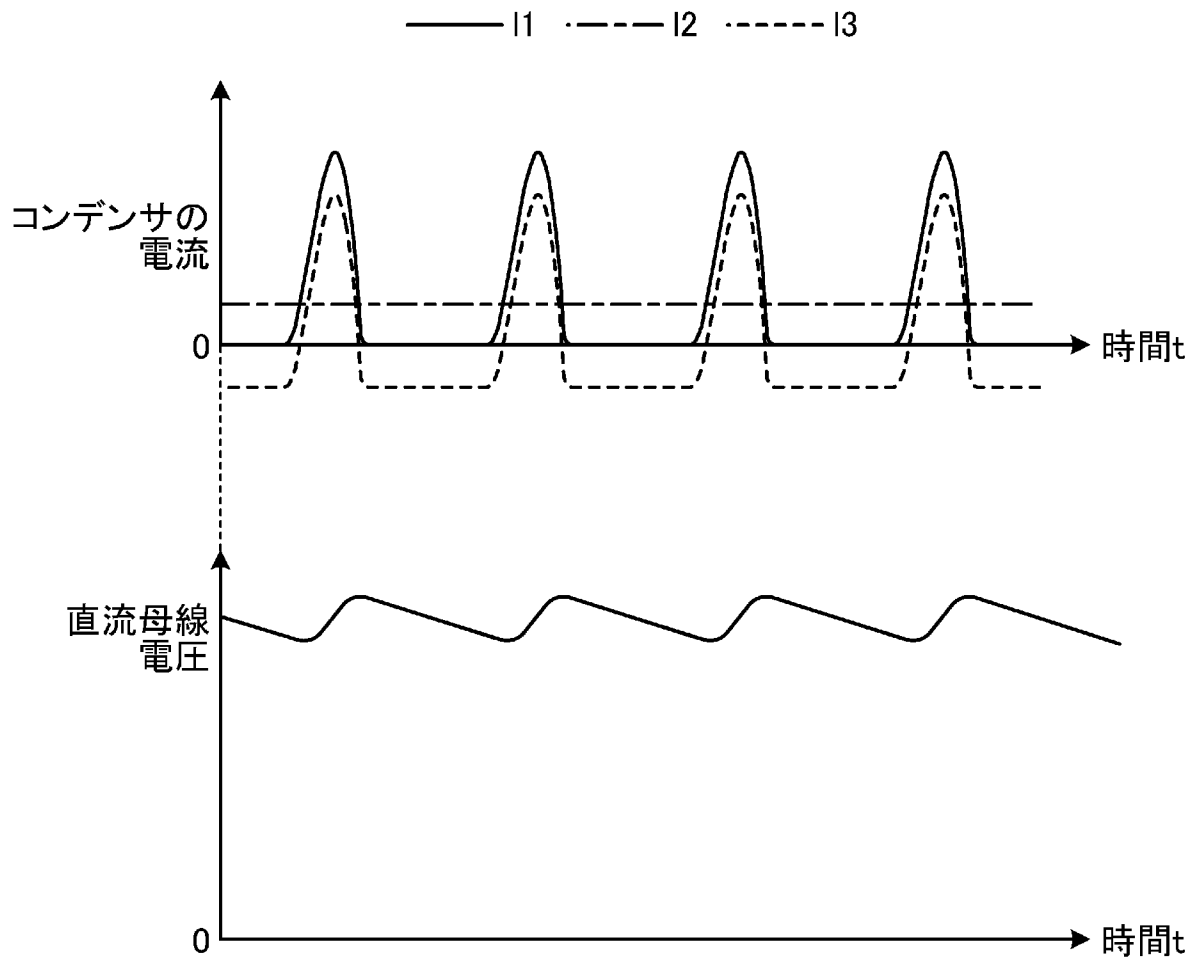
[図1]



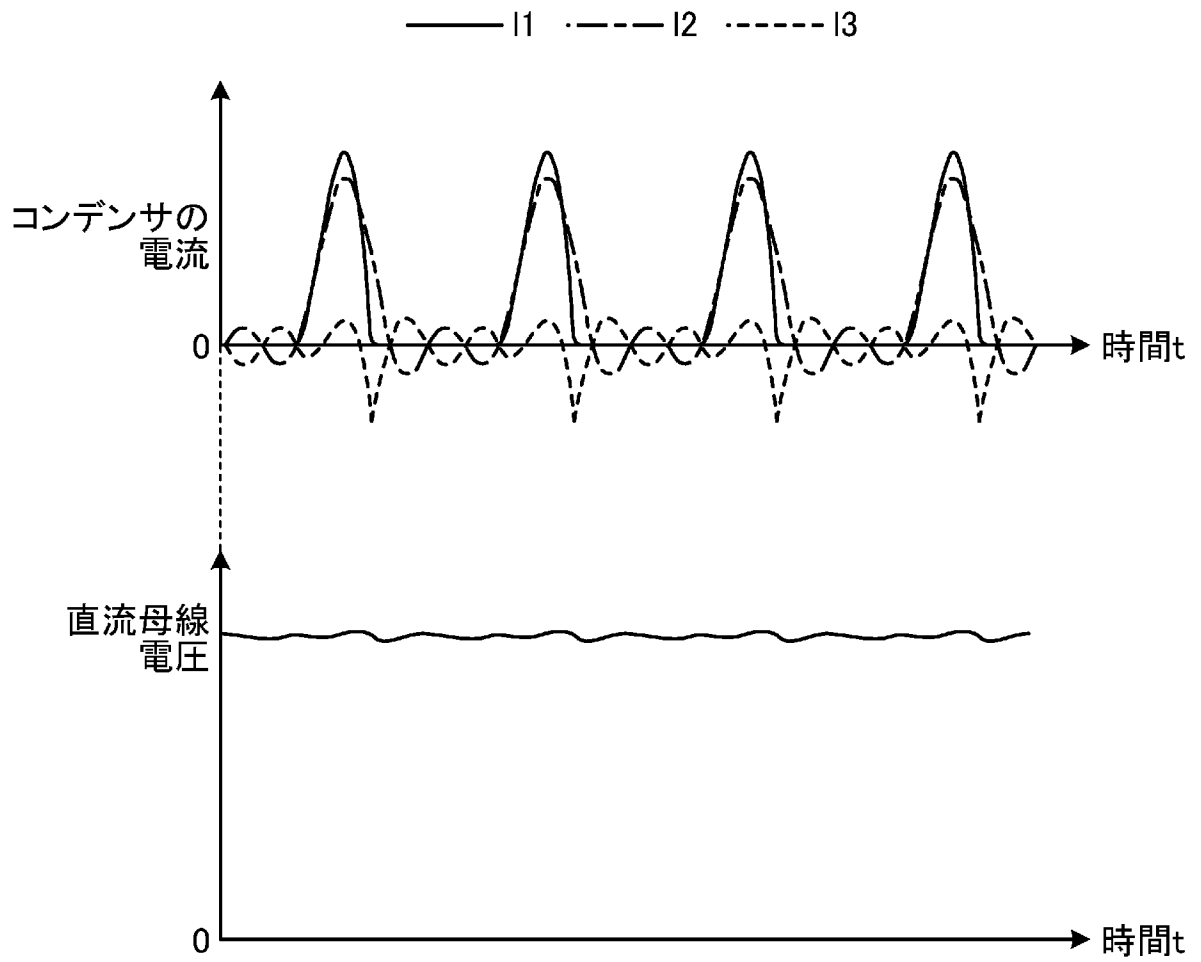
[図2]



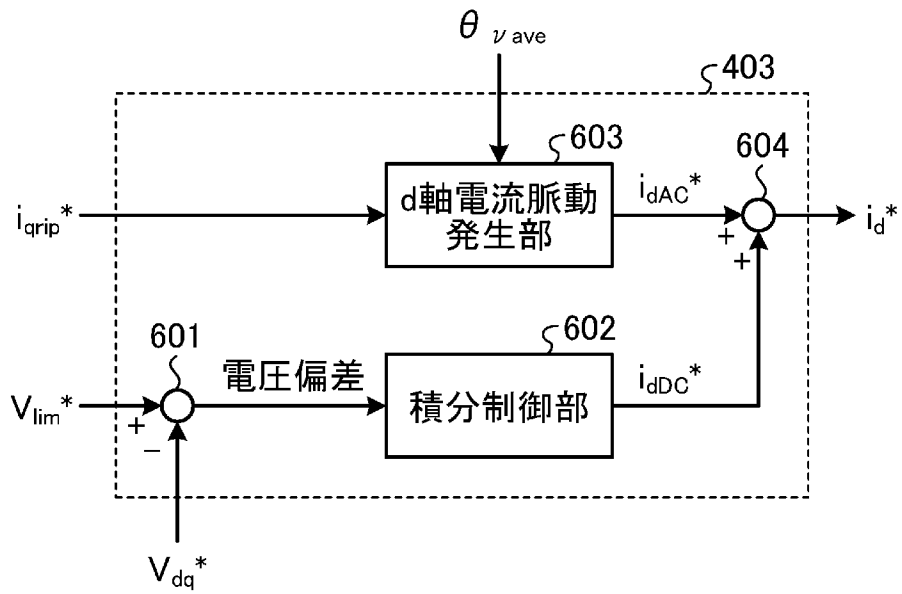
[図3]



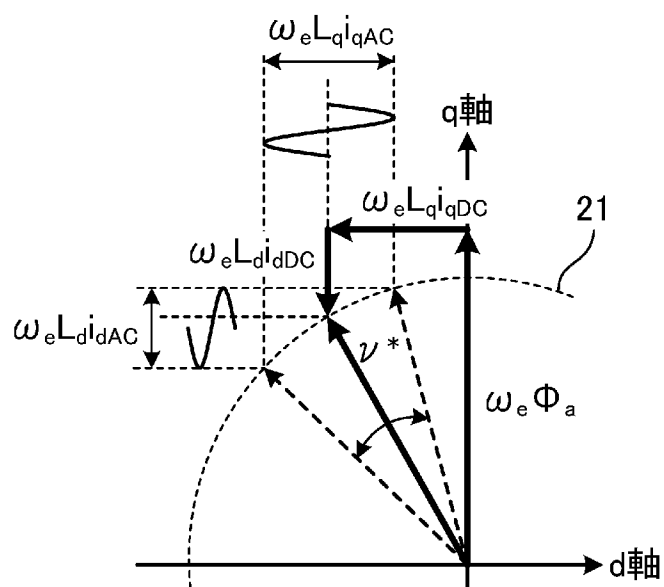
[図4]



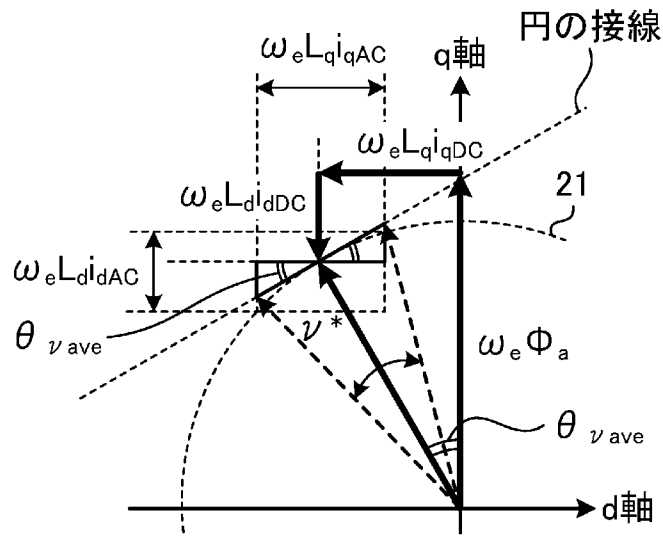
[図5]



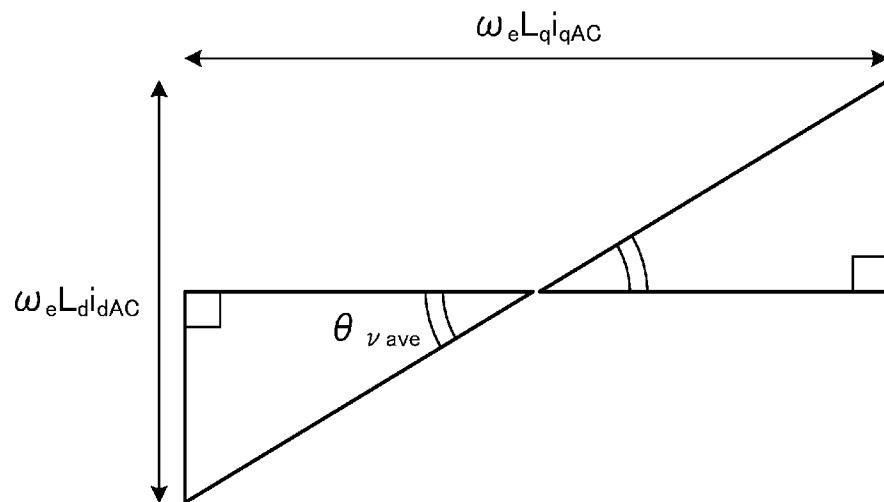
[図6]



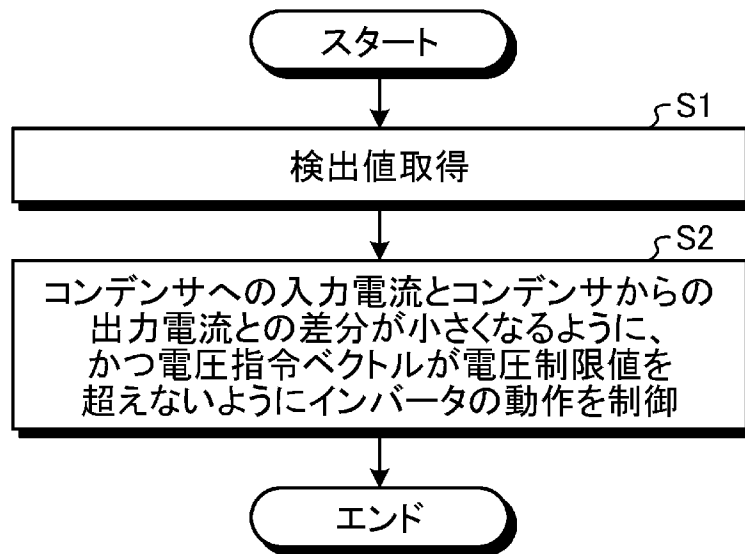
[図7]



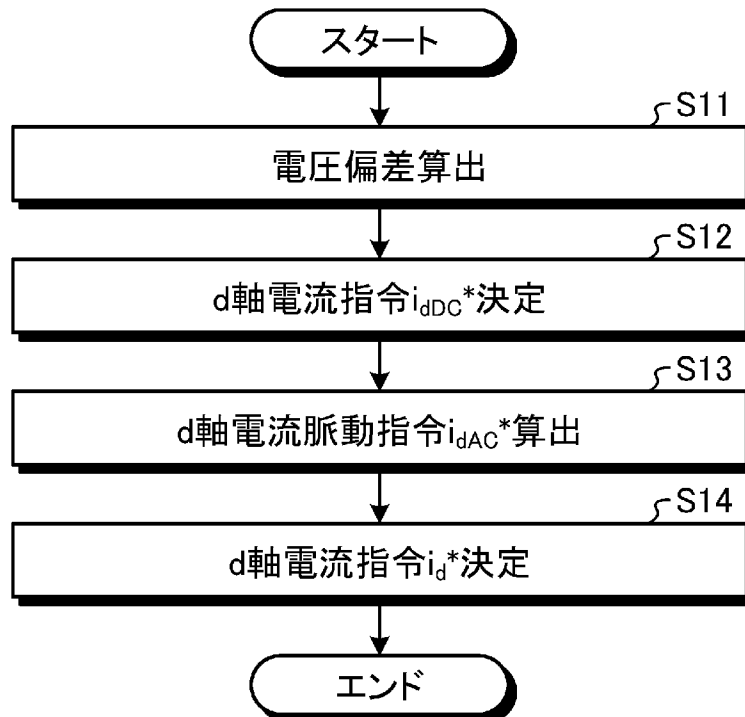
[図8]



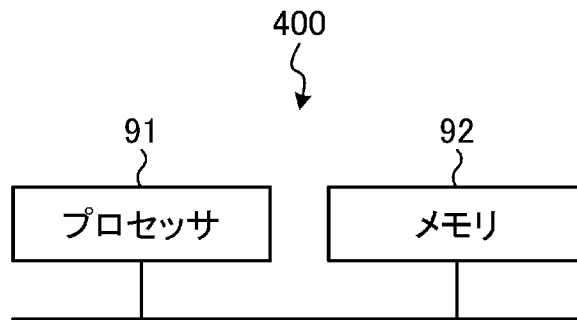
[図9]



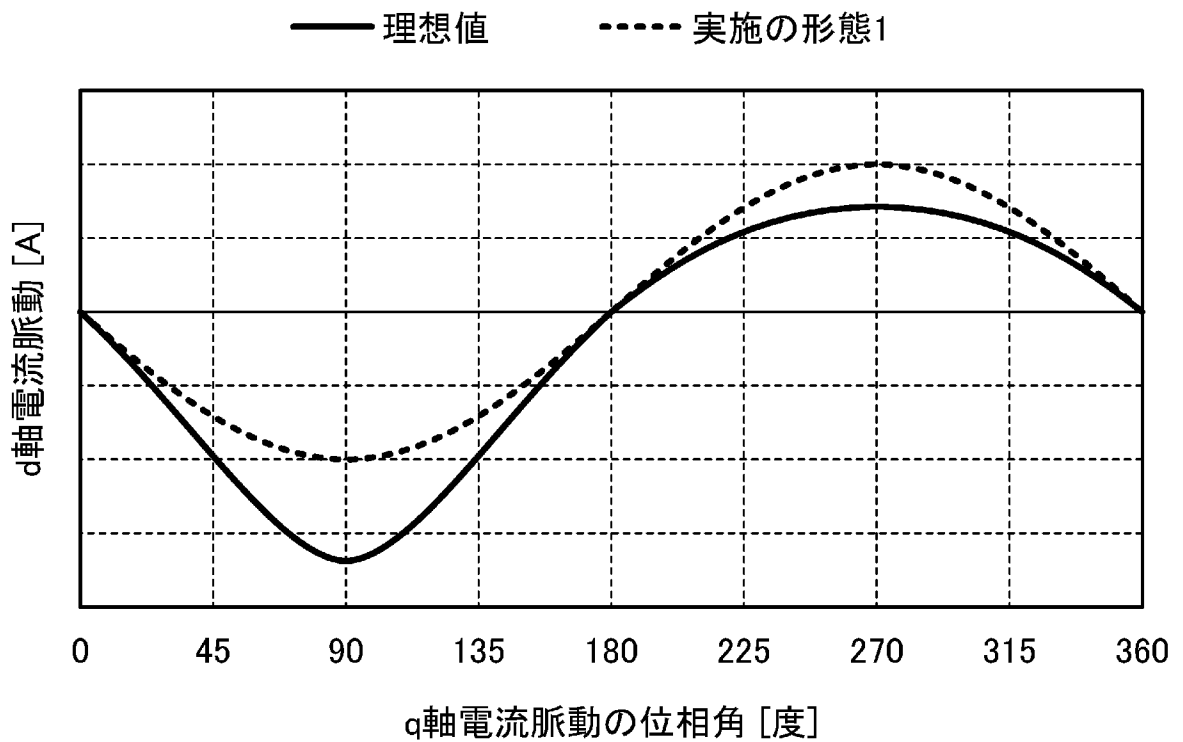
[図10]



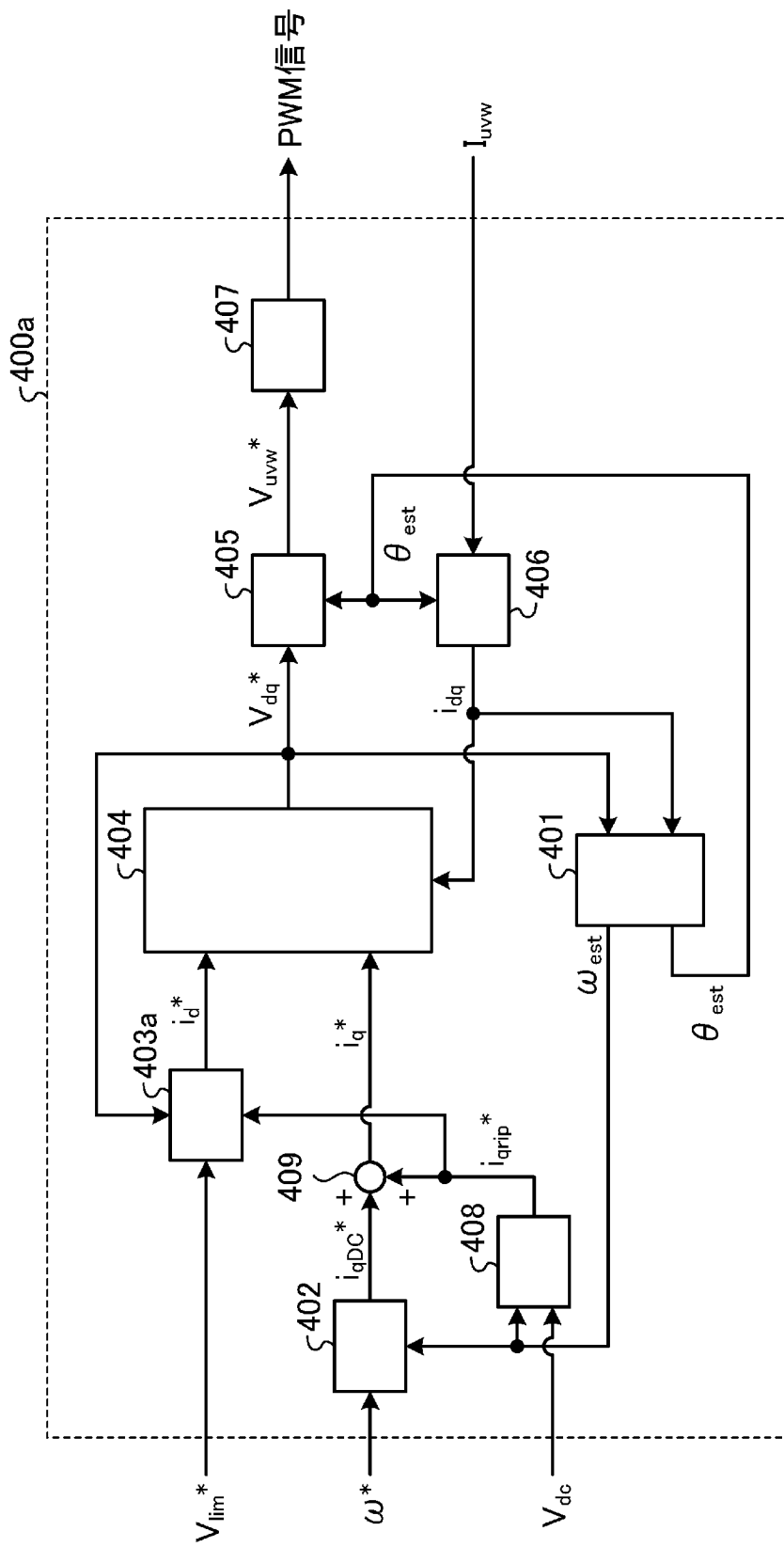
[図11]



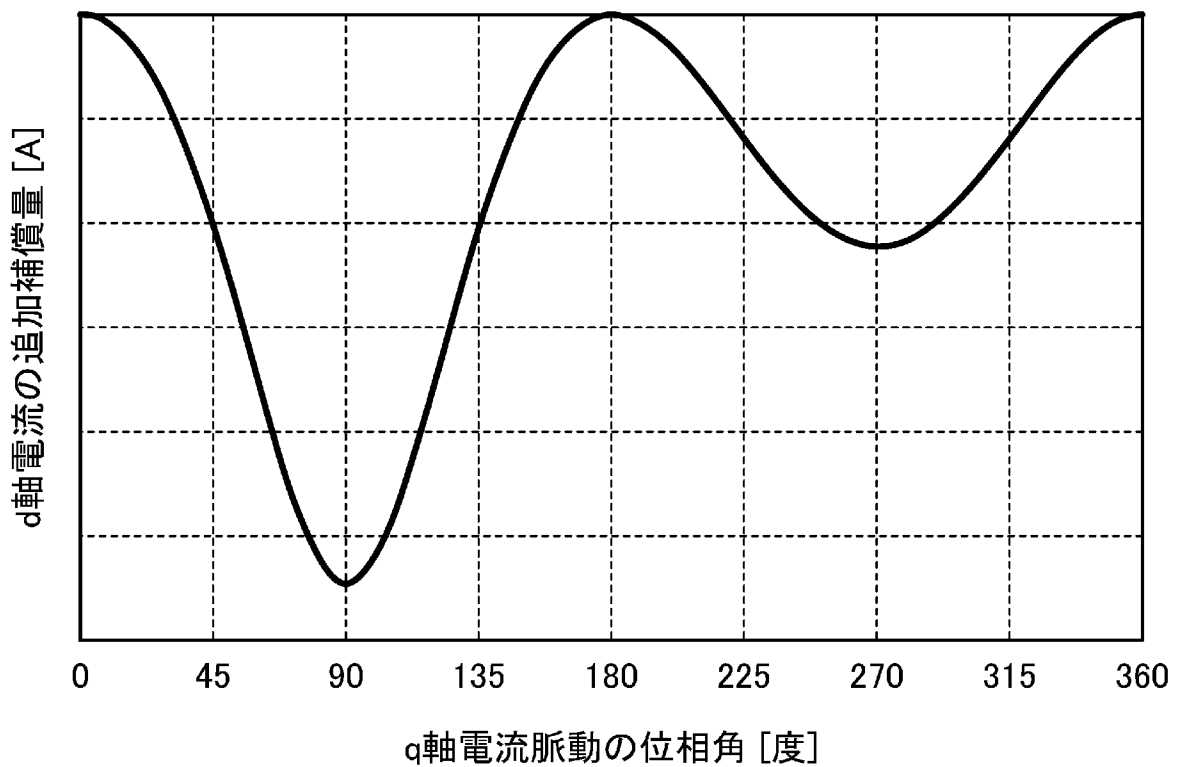
[図12]



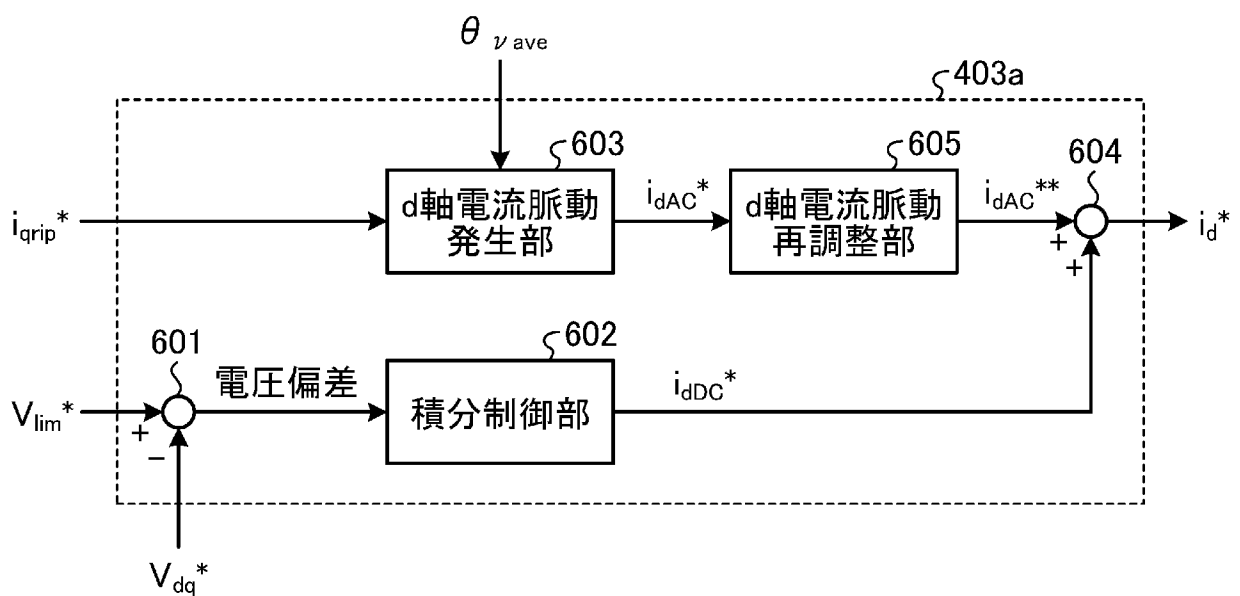
[図13]



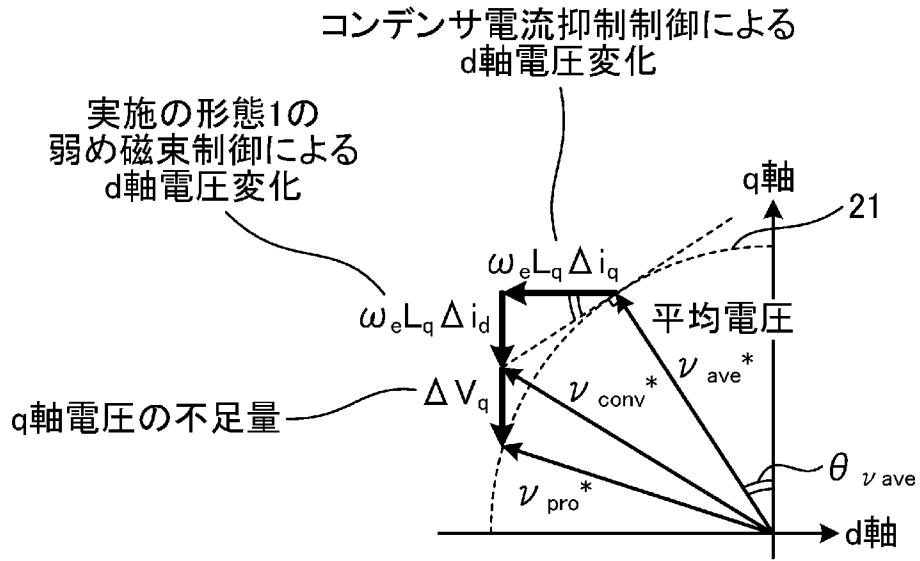
[図14]



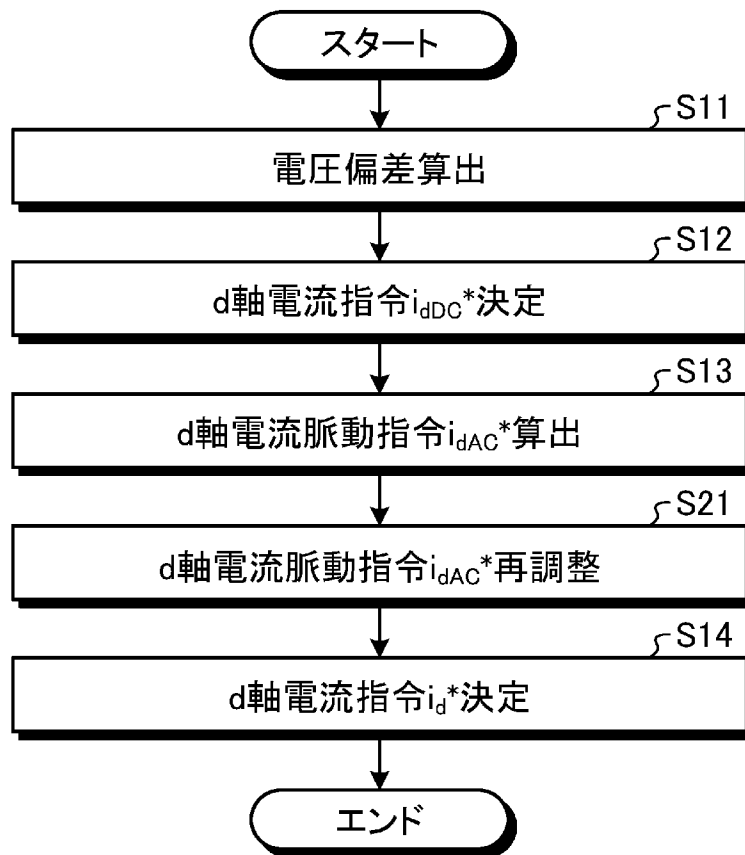
[図15]



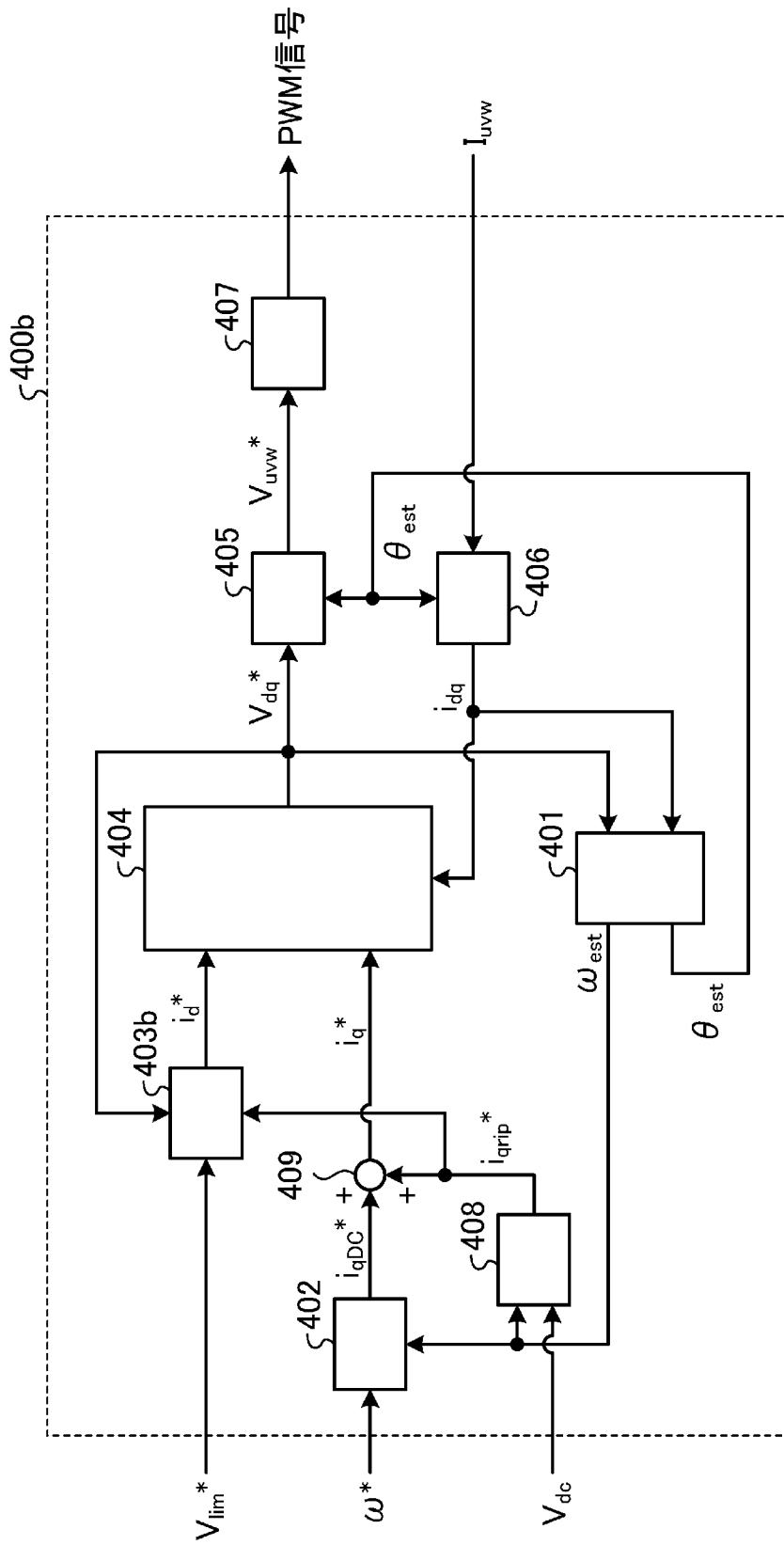
[図16]



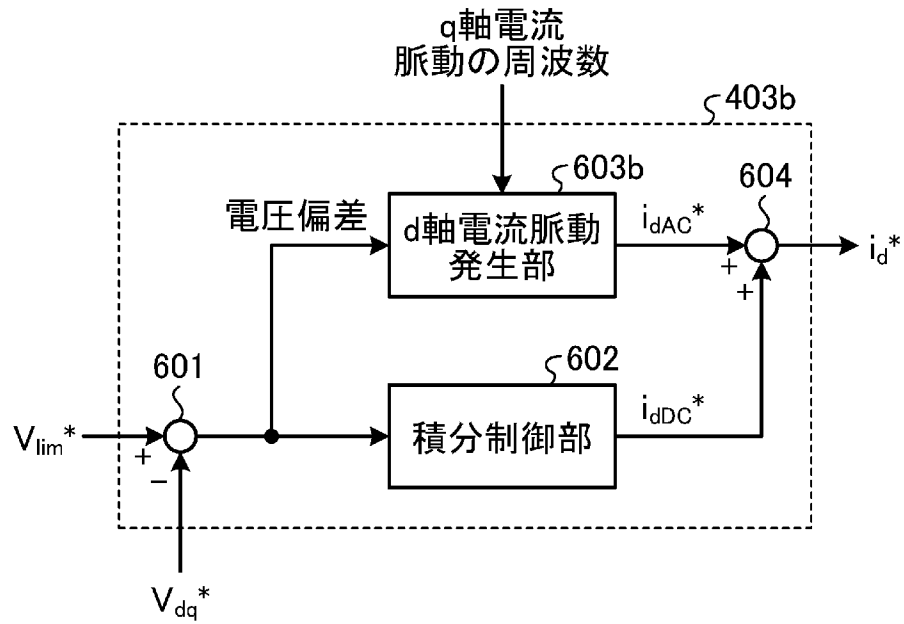
[図17]



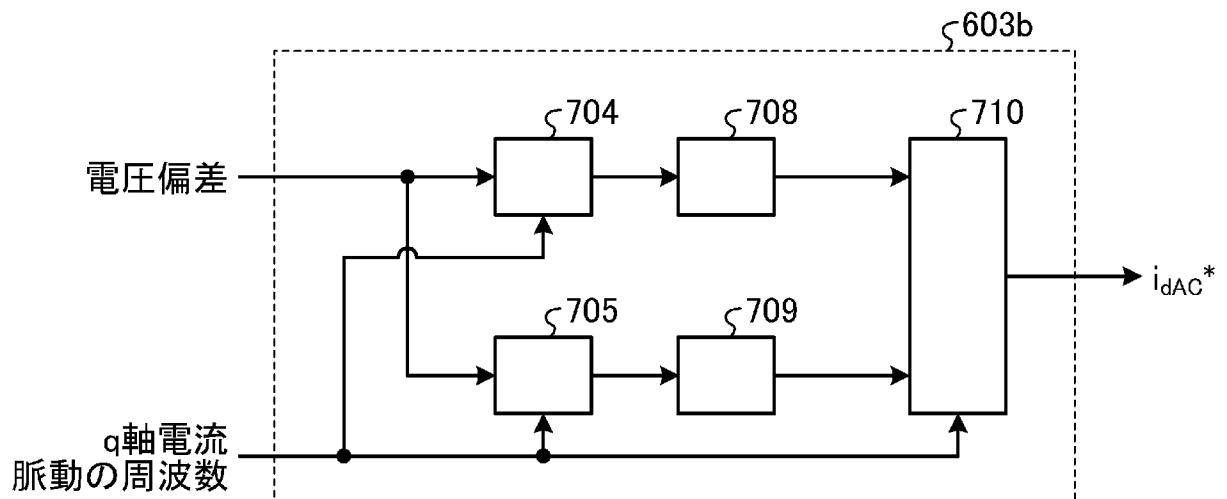
[図18]



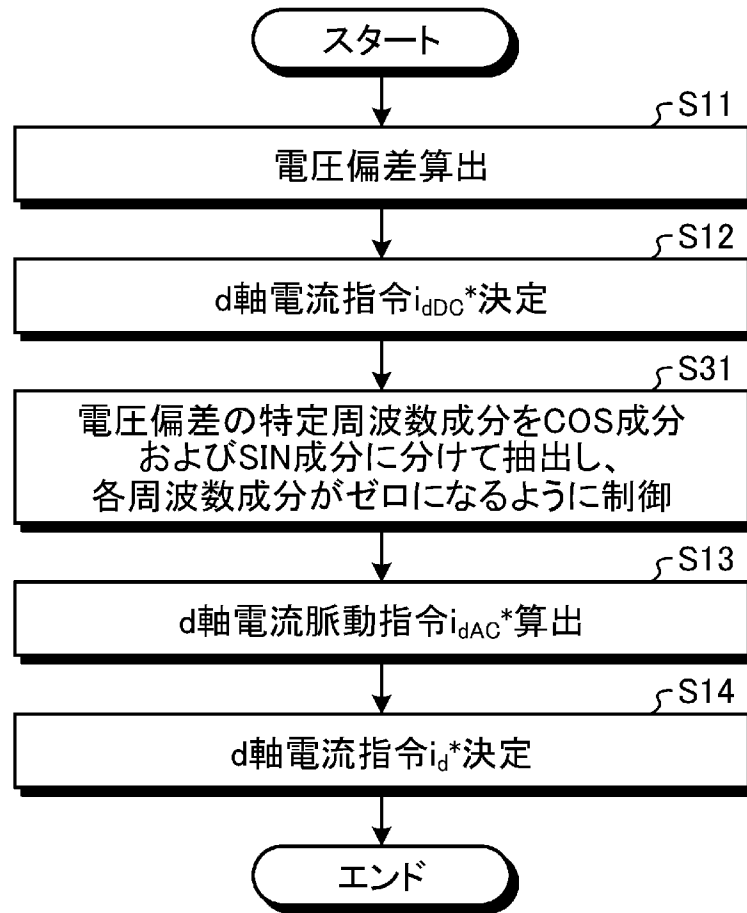
[図19]



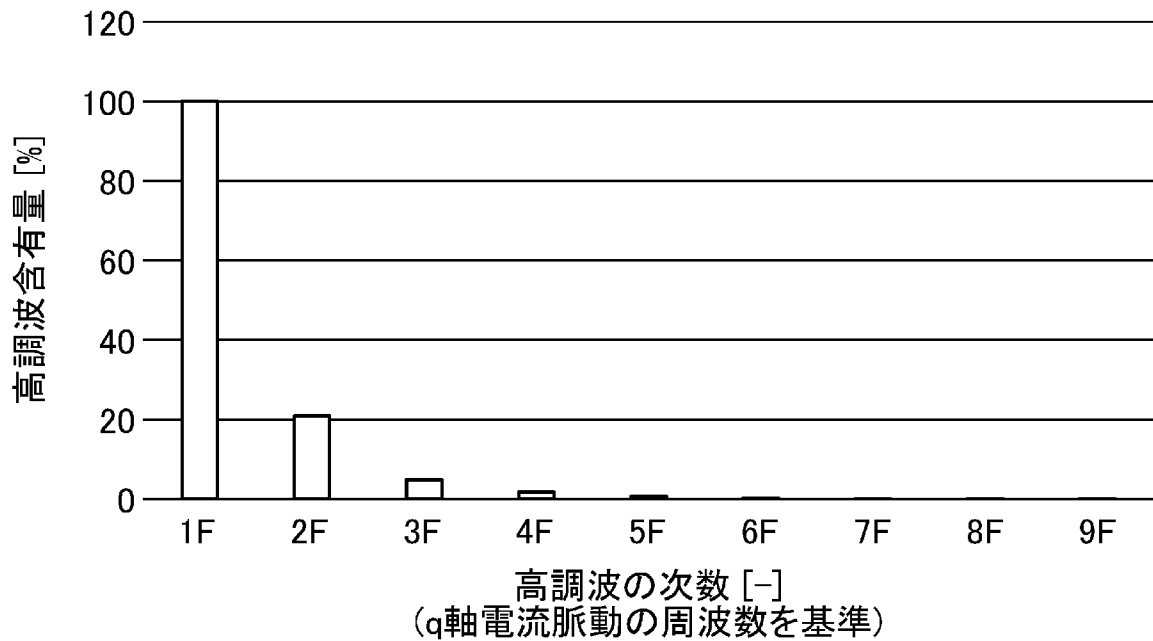
[図20]



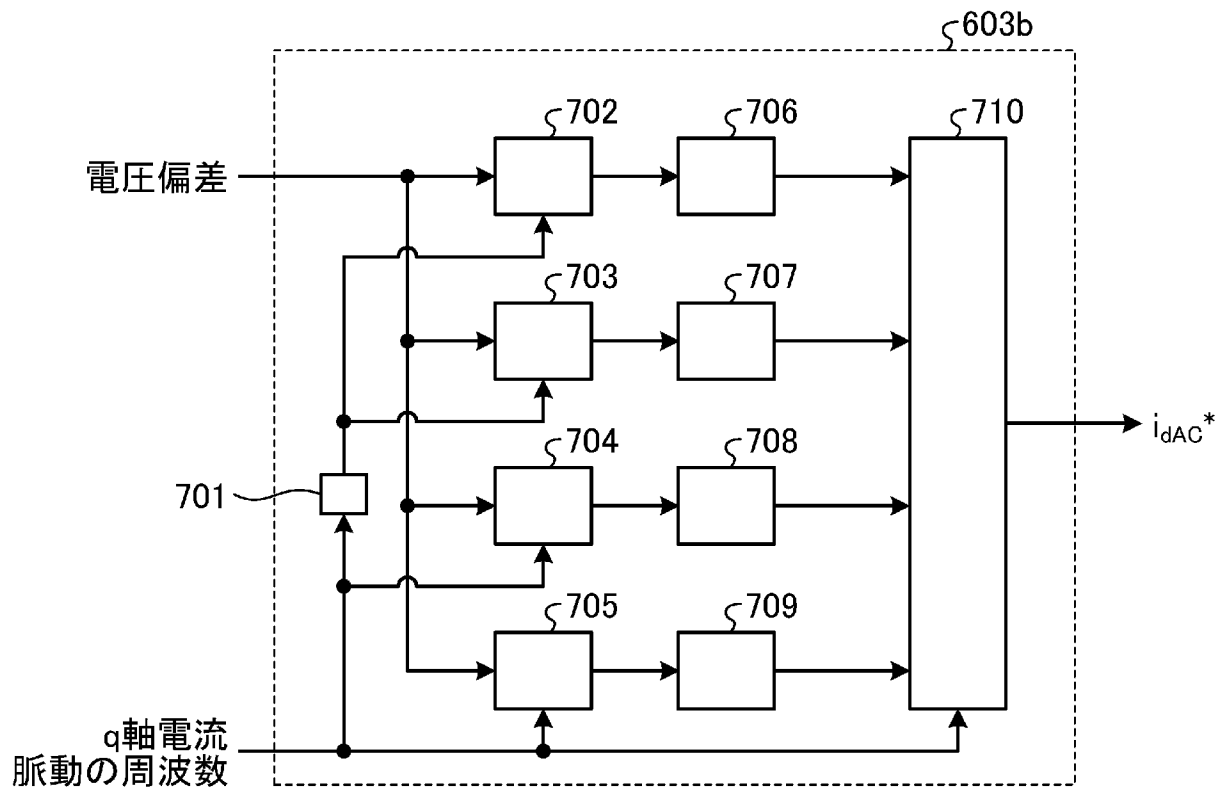
[図21]



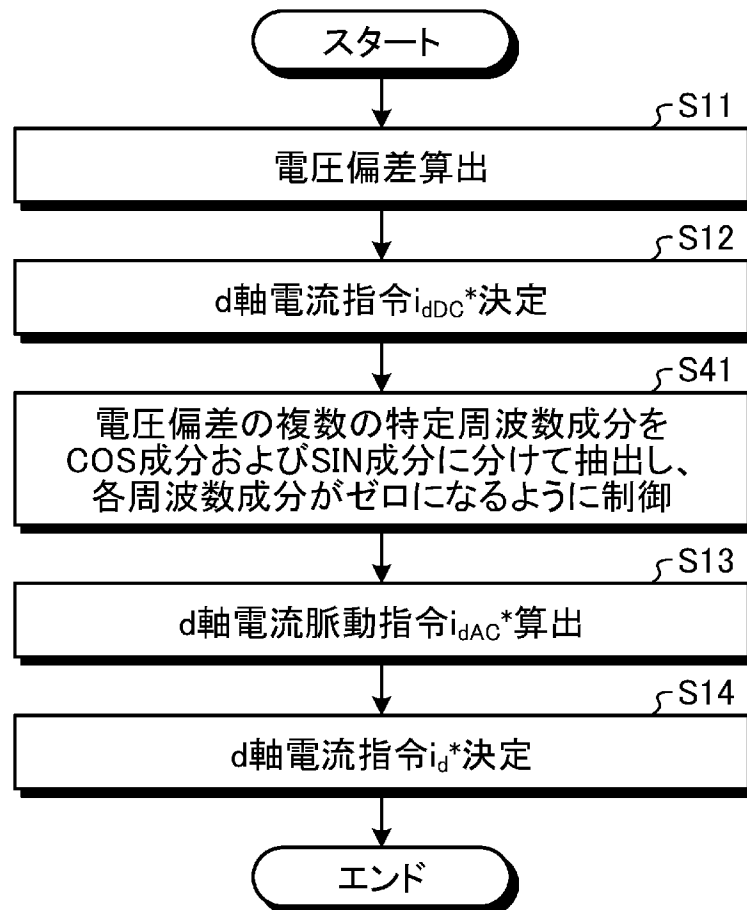
[図22]



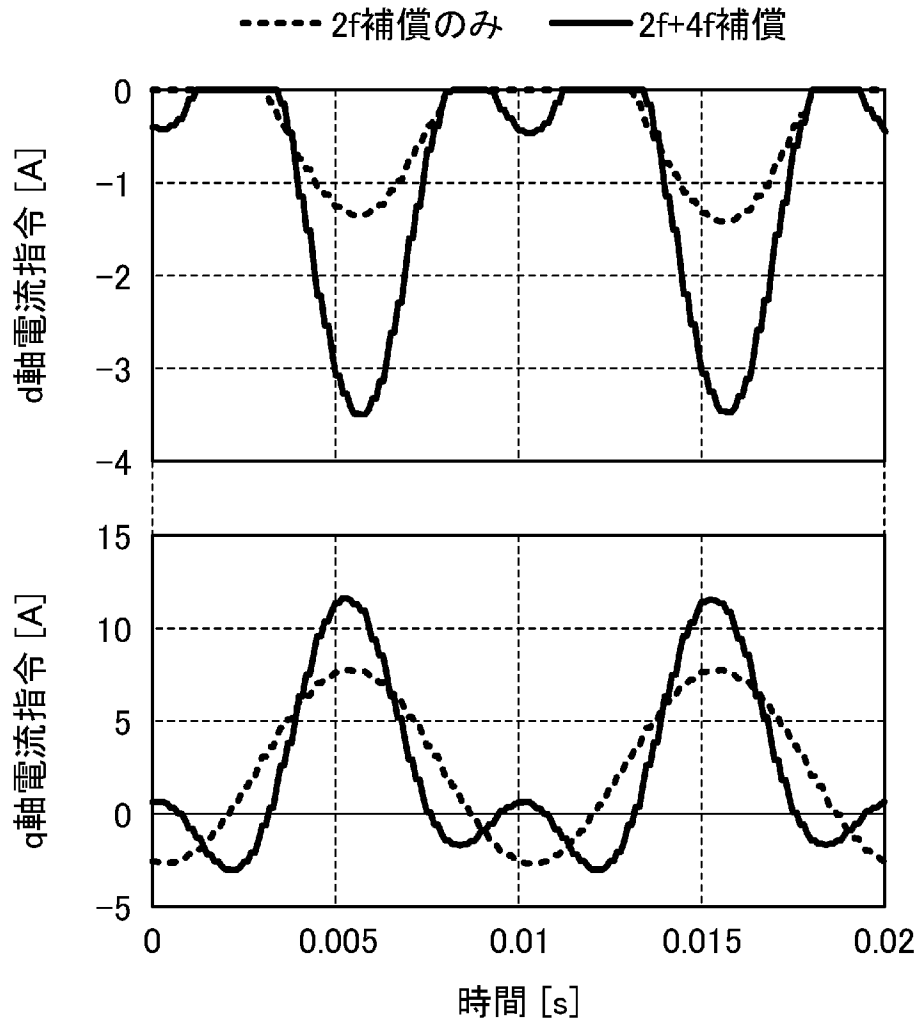
[図23]



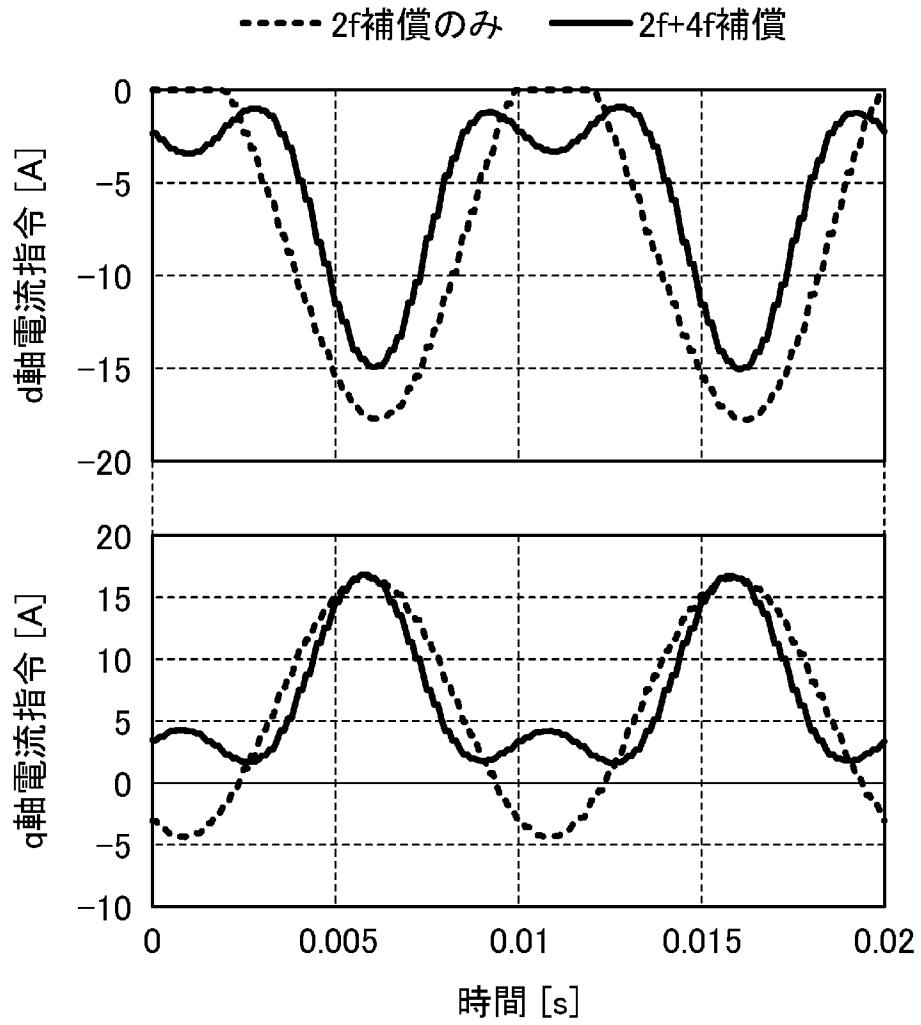
[図24]



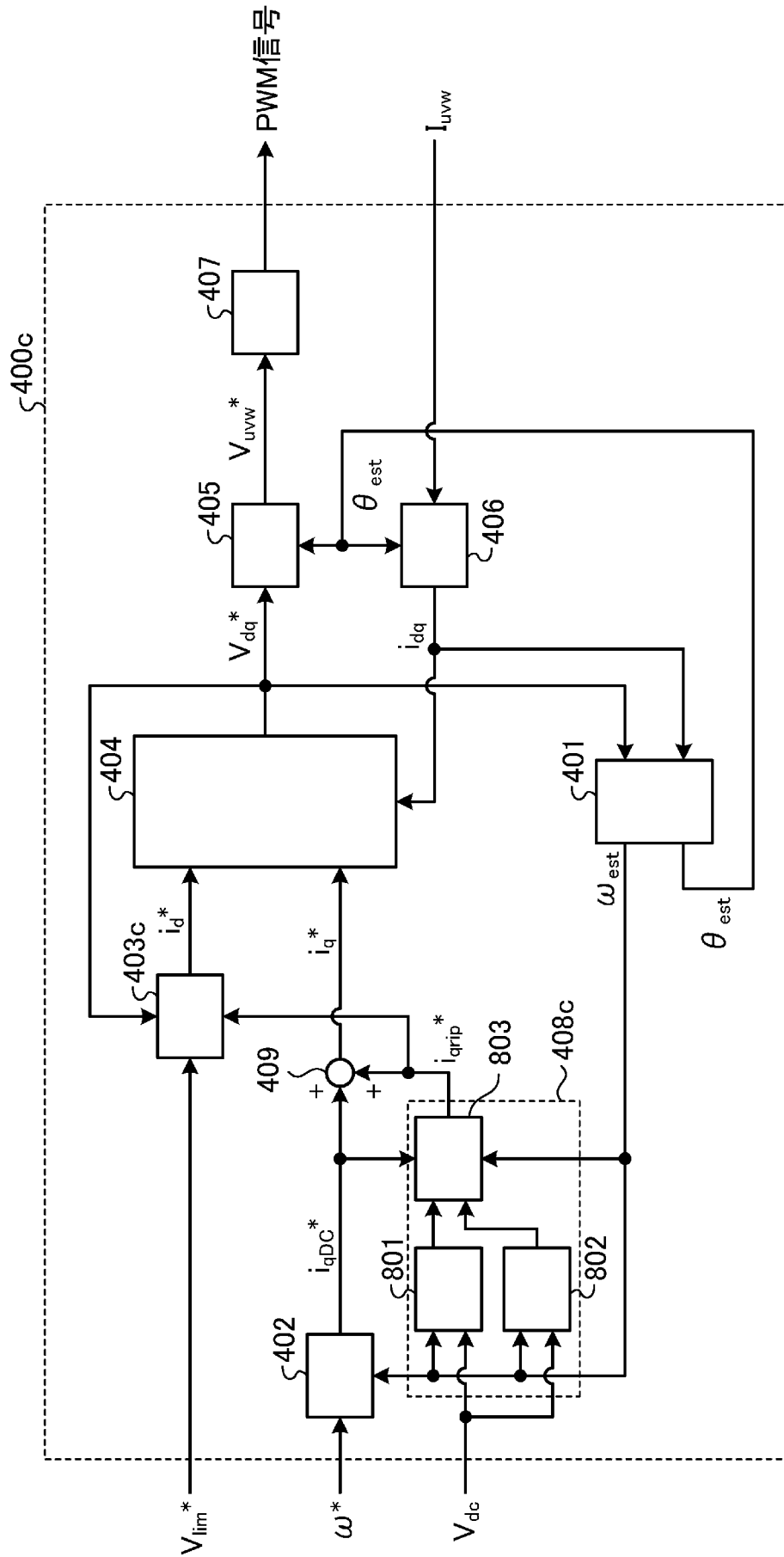
[図25]



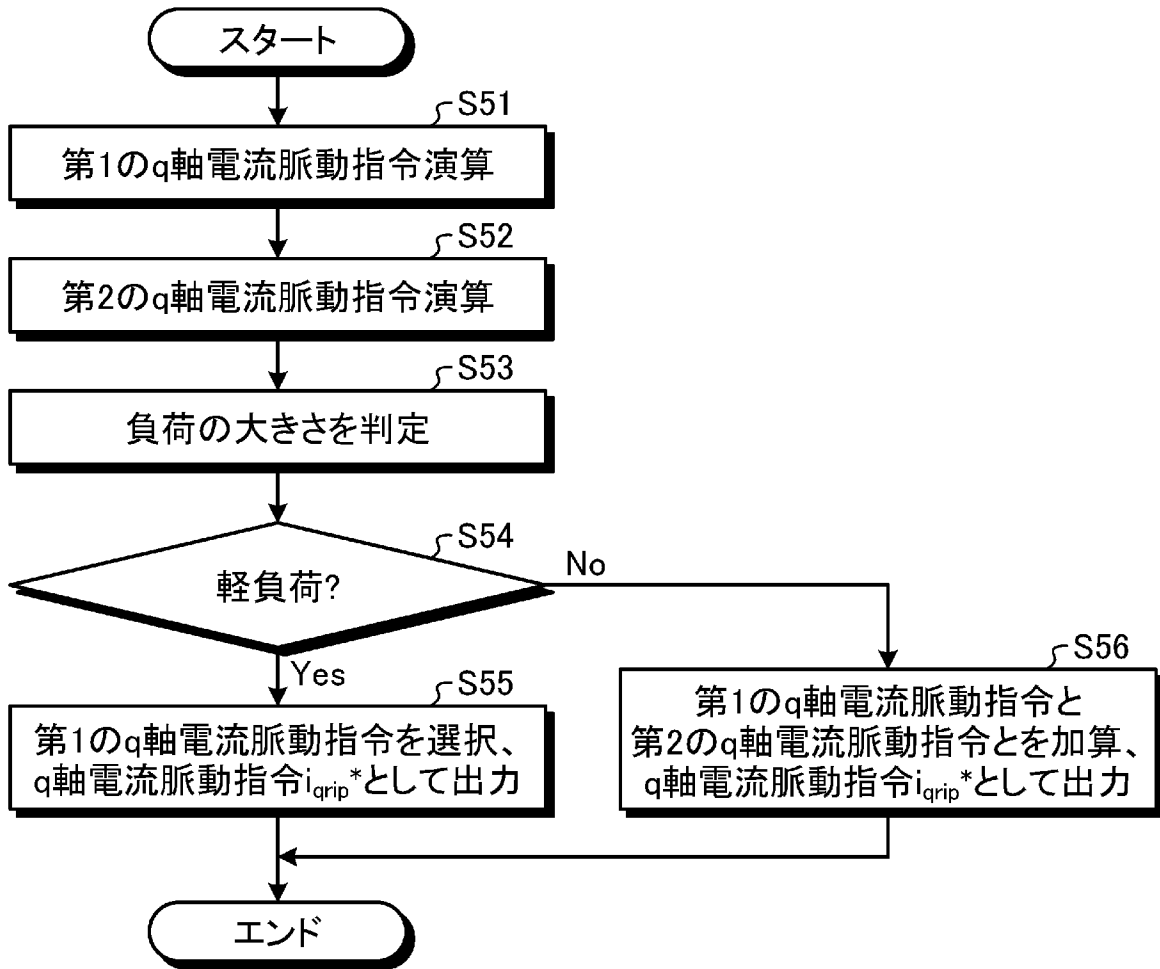
[図26]



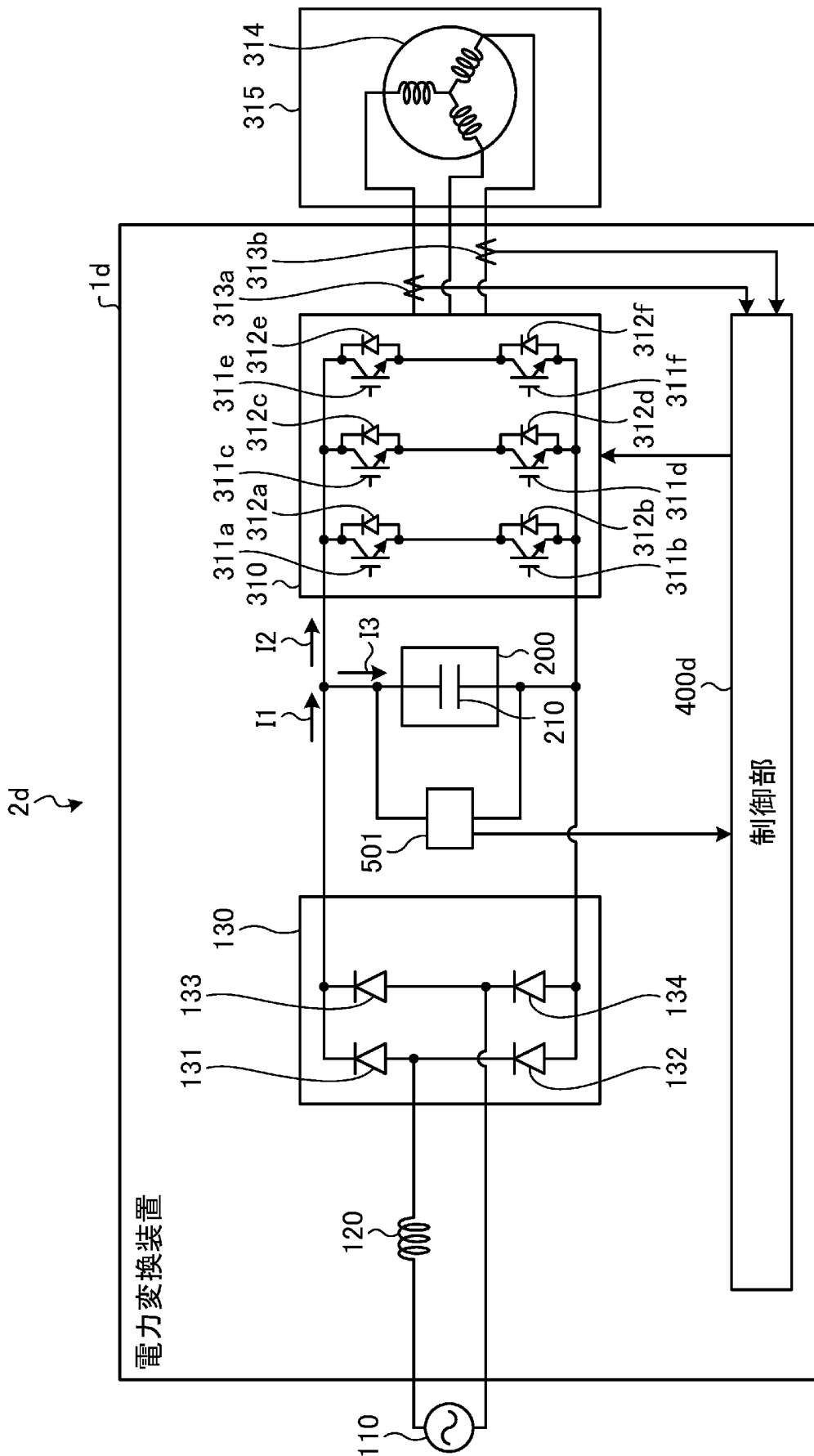
[図27]



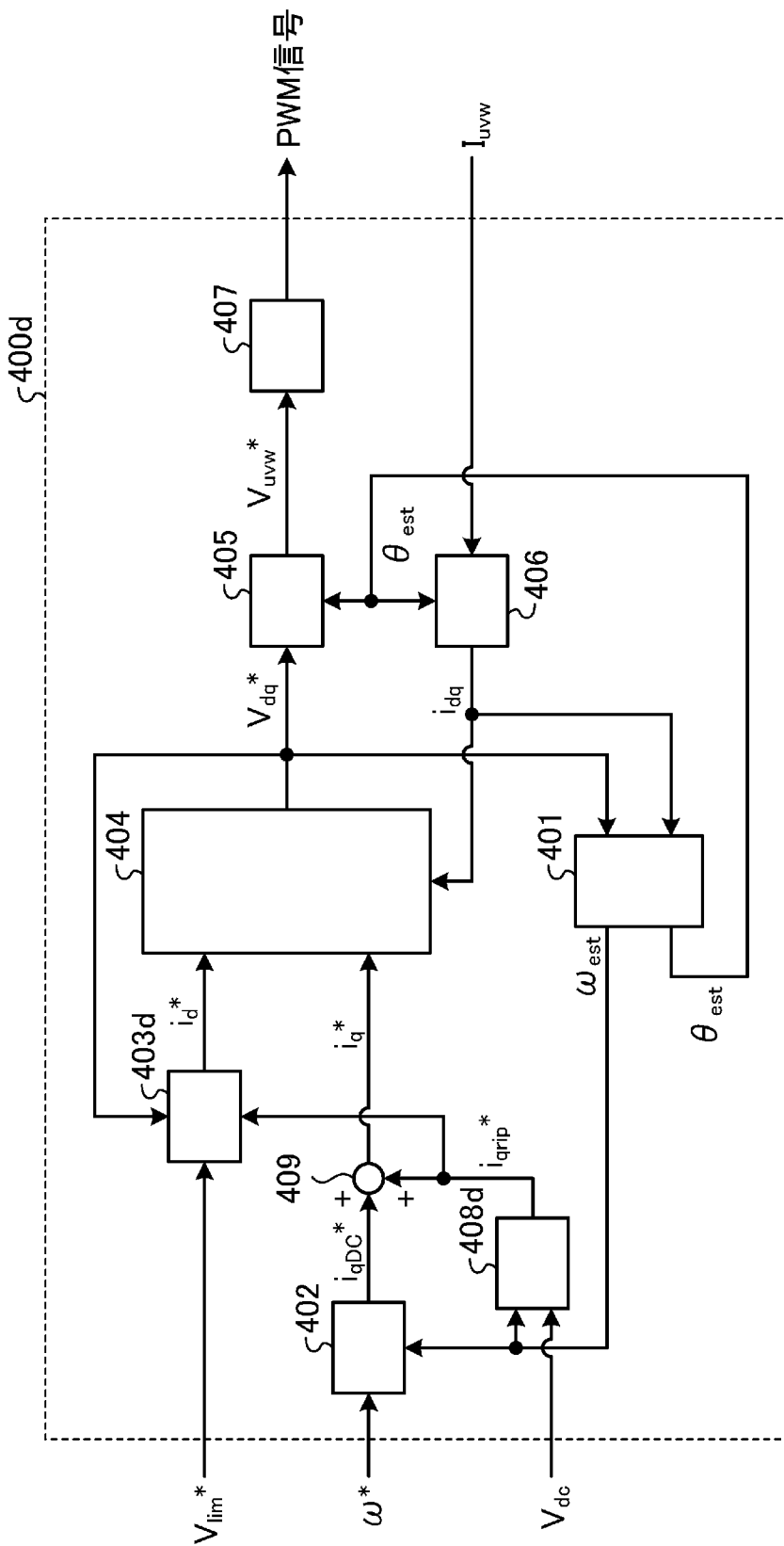
[図28]



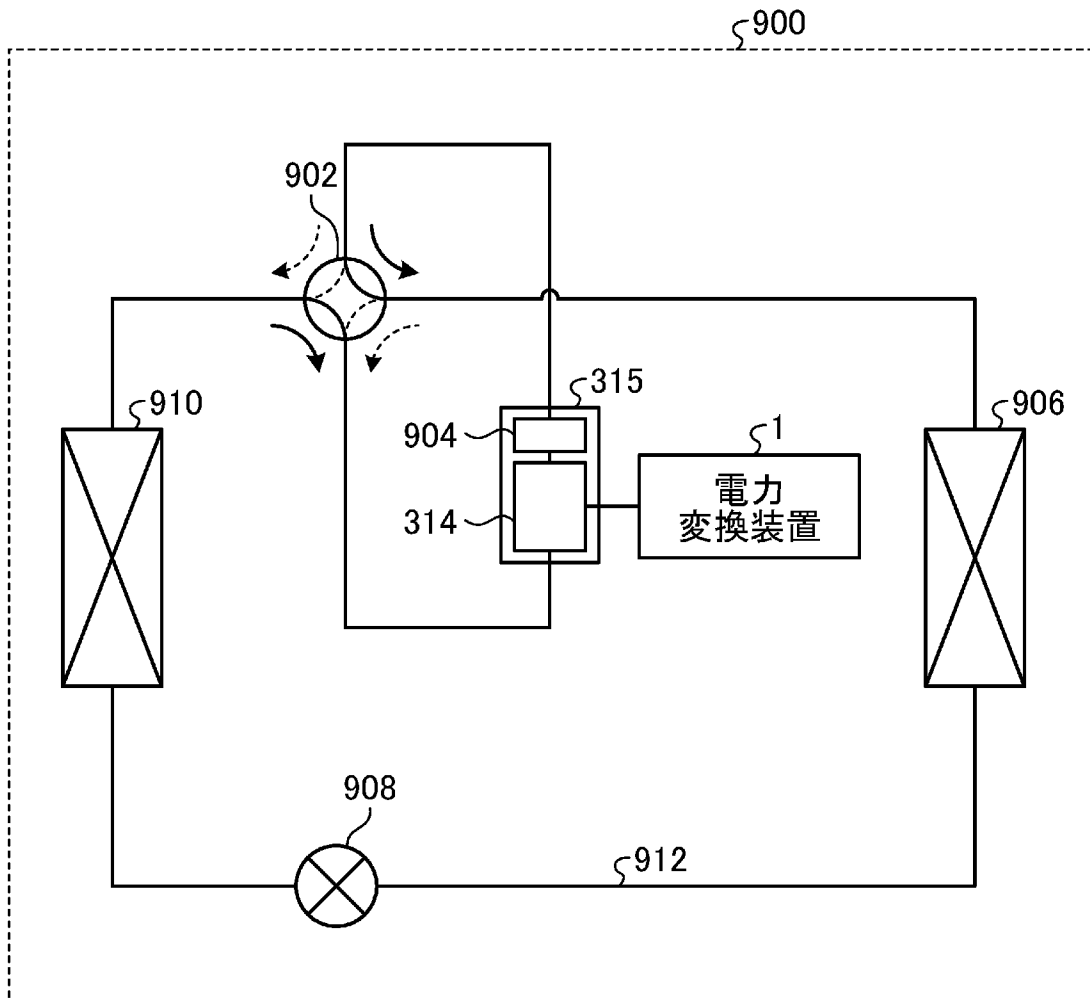
[図29]



[図30]



[図31]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2021/039841

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER		
<i>H02P 21/05</i> (2006.01)i; <i>H02P 27/06</i> (2006.01)i FI: H02P21/05; 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; 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 1971-2021 Registered utility model specifications of Japan 1996-2021 Published registered utility model applications of Japan 1994-2021		
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 2016-192854 A (TOSHIBA ELEVATOR CO., LTD.) 10 November 2016 (2016-11-10) paragraphs [0001]-[0058], fig. 1-10	1-16
A	WO 2004/070402 A1 (A-TEC CO., LTD.) 19 August 2004 (2004-08-19) Detailed Explanation of the Invention, fig. 1-5C	1-16
A	JP 2002-189064 A (YUGEN KAISHA KOGIJUTSU KENKYUSHO) 05 July 2002 (2002-07-05) paragraphs [0001]-[0093], fig. 1-3	1-16
A	JP 11-299290 A (HITACHI, LTD.) 29 October 1999 (1999-10-29) paragraphs [0001]-[0068], fig. 1-7	1-16
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input checked="" type="checkbox"/> 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 06 December 2021		Date of mailing of the international search report 21 December 2021
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/JP2021/039841

Patent document cited in search report	Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)	Publication date (day/month/year)
JP 2016-192854 A	10 November 2016	(Family: none)	
WO 2004/070402 A1	19 August 2004	US 2006/0009932 A1 paragraphs [0001]-[0110], fig. 1-5C EP 1591795 A1 KR 10-2005-0044320 A CN 1748152 A	
JP 2002-189064 A	05 July 2002	(Family: none)	
JP 11-299290 A	29 October 1999	(Family: none)	

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 27/06(2006.01)i FI: H02P21/05; 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; 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 日本国実用新案公報 1922-1996年 日本国公開実用新案公報 1971-2021年 日本国実用新案登録公報 1996-2021年 日本国登録実用新案公報 1994-2021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 2016-192854 A（東芝エレベータ株式会社）10.11.2016（2016-11-10） 段落[0001]-[0058], 図1-10	1-16
A	WO 2004/070402 A1（エイテック株式会社）19.08.2004（2004-08-19） [発明の詳細な説明], 図1-5C	1-16
A	JP 2002-189064 A（有限会社高技術研究所）05.07.2002（2002-07-05） 段落[0001]-[0093], 図1-3	1-16
A	JP 11-299290 A（株式会社日立製作所）29.10.1999（1999-10-29） 段落[0001]-[0068], 図1-7	1-16
<input type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input checked="" type="checkbox"/> 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、一般的な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 06.12.2021	国際調査報告の発送日 21.12.2021	
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/JP2021/039841

引用文献	公表日	パテントファミリー文献	公表日
JP 2016-192854 A	10.11.2016	(ファミリーなし)	
WO 2004/070402 A1	19.08.2004	US 2006/0009932 A1 段落[0001]-[0110], Fig. 1-5C EP 1591795 A1 KR 10-2005-0044320 A CN 1748152 A	
JP 2002-189064 A	05.07.2002	(ファミリーなし)	
JP 11-299290 A	29.10.1999	(ファミリーなし)	