

(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
2019年7月25日(25.07.2019)



(10) 国際公開番号

WO 2019/142301 A1

(51) 国際特許分類:

H02P 5/46 (2006.01) H02P 21/22 (2016.01)
H02P 5/52 (2016.01) H02P 21/26 (2016.01)
H02P 21/18 (2016.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2018/001458

(22) 国際出願日: 2018年1月18日(18.01.2018)

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

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

(72) 発明者: ▲高 ▼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). 榊村 宰 (MASUMURA, Tsukasa); 〒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). 津村 晃弘 (TSUMURA, Akihiro);

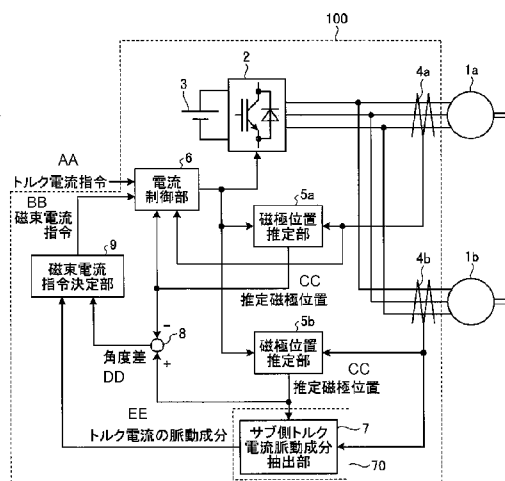
〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 和田 康彦(WADA, Yasuhiko); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 本行 朱音(HONGYO, Akane); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP).

(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 虎の門三井ビルディング 特許業務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, 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,

(54) Title: DRIVE DEVICE, FLUID UTILIZATION DEVICE, AND AIR CONDITIONER

(54) 発明の名称: 駆動装置、流体利用装置及び空気調和機



5a, 5b Magnetic pole position estimation unit
6 Current control unit
7 Sub-side torque-current-pulsation component extraction unit
9 Magnetic flux current command determination unit
AA Torque current command
BB Magnetic flux current command
CC Estimated position of magnetic pole
DD Angle difference
EE Pulsation component of torque current

(57) Abstract: This drive device (100) is provided with a current detection unit (4a) that detects a current flowing through a main-side synchronous motor (1a), and a current detection unit (4b) that detects a current flowing through a sub-side synchronous motor (1b). The drive device (100) is also provided with a magnetic pole position estimation unit (5a) that estimates the position of a magnetic pole of a rotor provided to the main-side synchronous motor (1a), and a magnetic pole position estimation unit (5b) that estimates the position of a magnetic pole of a rotor provided to the sub-side synchronous motor (1b). The drive device (100) is also provided with a current control unit (6) that outputs a voltage command, and a sub-side-torque-current-pulsation component extraction unit (7) that extracts a pulsation component. The drive device (100) is characterized by being provided with a subtractor (8) that establishes an angle difference, and a magnetic flux current command determination unit (9) that determines a magnetic flux current command.

QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL,
SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA,
UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

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

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第21条(3))

(57) 要約: 駆動装置 (100) は、メイン側同期電動機 (1a) に流れる電流を検出する電流検出部 (4a) と、サブ側同期電動機 (1b) に流れる電流を検出する電流検出部 (4b) とを備える。駆動装置 (100) は、メイン側同期電動機 (1a) が有する回転子の磁極位置を推定する磁極位置推定部 (5a) と、サブ側同期電動機 (1b) が有する回転子の磁極位置を推定する磁極位置推定部 (5b) とを備える。駆動装置 (100) は、電圧指令を出力する電流制御部 (6) と、脈動成分を抽出するサブ側トルク電流脈動成分抽出部 (7) とを備える。駆動装置 (100) は、角度差を求める減算器 (8) と、磁束電流指令を決定する磁束電流指令決定部 (9) とを備えることを特徴とする。

明 細 書

発明の名称： 駆動装置、流体利用装置及び空気調和機

技術分野

[0001] 本発明は、1台の電力変換器に並列接続される2台の同期電動機を駆動する駆動装置、駆動装置を備える流体利用装置及び流体利用装置を備える空気調和機に関する。

背景技術

[0002] 同期電動機は、回転子の回転位置である回転子位置に関する情報を用いて回転位置に応じた適切な電圧を印加しなければ、トルクを適切に発生できずに脱調し又は動作を停止する可能性がある。そのため、複数台の同期電動機を駆動する場合、それぞれの同期電動機が備える回転子の回転位置に応じた電圧を印加するために、従来では、同期電動機の台数と同じ台数の電力変換器が用いられていた。しかしながら、このように構成した場合、同期電動機の台数が増加する程、電力変換器の台数が増加するため、コストの増加が課題となる。そこで近年では、同期電動機の制御技術の高度化により、2台の同期電動機を1台の電力変換器で駆動する試みがなされている。

[0003] 特許文献1には、1台の電力変換器に接続される2台の同期電動機の内、一方をメイン側同期電動機とし他方をサブ側同期電動機として、駆動装置が2台の同期電動機を、2台の同期電動機の回転速度を用いて制御する手法が開示されている。特許文献1に記載される手法では、駆動装置は、メイン側同期電動機をベクトル制御し、2台の同期電動機間の回転速度の差及び回転位置の差を用いてメイン側同期電動機のd軸電流指令を決定することによって、サブ側同期電動機の駆動を安定化させている。ベクトル制御は、同期電動機を流れる電流を、トルクを発生する電流成分と磁束を発生する電流成分とに分解し、それぞれの電流成分を独立に制御する制御方式である。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1：米国特許出願公開第2015／0229245号明細書

非特許文献

[0005] 非特許文献1：Yongjae Lee, Jung-Ik Ha, "Analysis and Control of Mono Inverter Dual Parallel SPMSM Drive System"、2014、IEEE

非特許文献2：Yongjae Lee, Jung-Ik Ha, "Control Method for Mono Inverter Dual Parallel Surface-Mounted Permanent-Magnet Synchronous Machine Drive System"、2015、IEEE

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0006] 特許文献1には、特許文献1に記載の手法を、速度検出手段、位置検出手段といったセンサを用いない位置センサレス制御においても適用可能である旨が記載されている。また、非特許文献1及び非特許文献2には、特許文献1の技術を用いた位置センサレス制御の実証試験結果が掲載されている。位置センサレス制御は一般に低速域での動作安定性に課題がある。その理由は、低回転域では電動機の速度起電力が低下し、電力変換器の出力電圧誤差の影響が相対的に大きくなるためである。1つの電力変換器で1台の同期電動機を駆動する場合でさえ低速での動作安定性が問題となるため、1つの電力変換器で2台の同期電動機を並列駆動する場合には低速域の動作安定性を確保することがますます難しくなる。しかしながら、特許文献1、非特許文献1及び非特許文献2には低速域での駆動方法について具体的な記載がなされていない。

[0007] 本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、1台の電力変換器を用いて2台の同期電動機を位置センサレスで駆動する場合でも、低速域の回転が不安定になることを抑制できる駆動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

[0008] 上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明の駆動装置は、並列接続される第1の同期電動機及び第2の同期電動機に電力を供給する電力

変換器と、第 1 の同期電動機に流れる第 1 の電流を検出する第 1 の電流検出器と、第 2 の同期電動機に流れる第 2 の電流を検出する第 2 の電流検出器とを備える。駆動装置は、第 1 の同期電動機を駆動するための電圧指令と、第 1 の電流とを用いて、第 1 の同期電動機が有する回転子の第 1 の磁極位置を推定する第 1 の磁極位置推定部と、電圧指令と、第 2 の電流とを用いて、第 2 の同期電動機が有する回転子の第 2 の磁極位置を推定する第 2 の磁極位置推定部とを備える。駆動装置は、トルク電流指令と磁束電流指令と第 1 の電流と第 1 の磁極位置とを用いて電圧指令を出力する制御部と、第 2 の同期電動機に流れるトルク電流に含まれるトルク電流脈動成分と第 2 の同期電動機で消費される有効電力に含まれる有効電力脈動成分との少なくとも一方の脈動成分を抽出する脈動成分抽出部とを備える。駆動装置は、第 1 の磁極位置と第 2 の磁極位置とを用いて、第 1 の同期電動機及び第 2 の同期電動機がそれぞれ有する回転子の磁極位置の差である角度差を求める第 1 の減算器と、脈動成分抽出部で抽出された脈動成分と、角度差とを用いて、磁束電流指令を決定する磁束電流指令決定部とを備えることを特徴とする。

発明の効果

[0009] 本発明によれば、1 台の電力変換器を用いて 2 台の同期電動機を位置センサレスで駆動する場合でも、低速域の回転が不安定になることを抑制できる、という効果を奏する。

図面の簡単な説明

[0010] [図1]本発明の実施の形態 1 に係る駆動装置の構成を示す図

[図2]図 1 に示すサブ側トルク電流脈動成分抽出部の第 1 の構成例を示す図

[図3]図 1 に示すサブ側トルク電流脈動成分抽出部の第 2 の構成例を示す図

[図4]図 1 に示すサブ側トルク電流脈動成分抽出部の第 3 の構成例を示す図

[図5]図 1 に示すサブ側同期電動機のトルク変化の挙動を説明するための第 1 の図

[図6]図 1 に示すサブ側同期電動機のトルク変化の挙動を説明するための第 2 の図

[図7]図1に示すサブ側同期電動機のトルク変化の挙動を説明するための第3の図

[図8]図1に示すサブ側同期電動機のトルク変化の挙動を説明するための第4の図

[図9]図1に示すサブ側同期電動機のトルク変化の挙動を説明するための第5の図

[図10]図1に示すサブ側同期電動機のトルク変化の挙動を説明するための第6の図

[図11]図6、図7、図9及び図10に示すメイン側のd軸電流と、角度差の符号と、サブ側同期電動機のトルクの状態とを対応付けて示す図

[図12]図1に示す磁極位置推定部を適応磁束オブザーバにより構成した例を示す図

[図13]実施の形態1に係る駆動装置において、仮想的に電力変換器の出力電圧誤差を零として、2台の同期電動機を低速で並列駆動させたときのサブ側同期電動機の回転速度の真値である速度真値とd軸電流とq軸電流とを表す図

[図14]実施の形態1に係る駆動装置において、実機同等の出力電圧誤差を入れて、2台の同期電動機を低速で並列駆動させたときのサブ側同期電動機の回転速度の真値である速度真値とd軸電流とq軸電流とを表す図

[図15]実施の形態1に係る駆動装置において、仮想的に電力変換器の出力電圧誤差を零として、2台の同期電動機を低速で並列駆動させたときの速度推定波形を表す図

[図16]実施の形態1に係る駆動装置において、実機同等の出力電圧誤差を入れて、2台の同期電動機を低速で並列駆動させたときの速度推定波形を表す図

[図17]図15の速度推定波形をFFT (Fast Fourier Transform) 解析した結果を示す図

[図18]図16の速度推定波形をFFT解析した結果を示す図

[図19]図 1 に示す磁束電流指令決定部の構成例を示す図

[図20]図 1 9 に示す符号判定器による符号判定処理を説明するための第 1 の図

[図21]図 1 9 に示す符号判定器による符号判定処理を説明するための第 2 の図

[図22]図 1 9 に示す符号判定器による符号判定処理を説明するための第 3 の図

[図23]本発明の実施の形態 2 に係る駆動装置の構成を示す図

[図24]本発明の実施の形態 3 に係る駆動装置の構成を示す図

[図25]本発明の実施の形態 4 に係る流体利用装置の構成図

[図26]本発明の実施の形態 5 に係る空気調和機の構成図

発明を実施するための形態

[0011] 以下に、本発明の実施の形態に係る駆動装置、流体利用装置及び空気調和機を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。

[0012] 実施の形態 1 .

図 1 は本発明の実施の形態 1 に係る駆動装置の構成を示す図である。同期電動機は、回転子に永久磁石が設けられる永久磁石界磁式同期電動機と、回転子に界磁巻線が巻かれている巻線界磁式同期電動機と、回転子の突極性を利用して回転トルクを得るリラクタンス式同期電動機とに大別される。実施の形態 1 に係る駆動装置 100 には、これらの同期電動機の種別の内、同種の同期電動機、例えば永久磁石界磁式同期電動機が 2 台並列に接続されている。実施の形態 1 では、2 台の同期電動機の内、一方をメイン側同期電動機 1 a と称し、他方をサブ側同期電動機 1 b と称する。メイン側同期電動機 1 a は第 1 の同期電動機であり、サブ側同期電動機 1 b は第 2 の同期電動機である。

[0013] なお、実施の形態 1 では、三相の永久磁石界磁式同期電動機が用いられるが、2 台の同期電動機のそれぞれのモータ定数が同程度であればよく、永久

磁石界磁式以外の同期電動機を用いてもよいし、二相、五相などの三相以外の相数の同期電動機を用いてもよい。

[0014] 駆動装置 100 は、並列接続されるメイン側同期電動機 1 a 及びサブ側同期電動機 1 b に電力を供給する電力変換器 2 と、メイン側同期電動機 1 a に流れる第 1 の電流を検出する電流検出部 4 a と、サブ側同期電動機 1 b に流れる第 2 の電流を検出する電流検出部 4 b と、第 1 の磁極位置推定部である磁極位置推定部 5 a とを備える。また、駆動装置 100 は、第 2 の磁極位置推定部である磁極位置推定部 5 b と、電圧指令を出力する制御部である電流制御部 6 と、脈動成分抽出部 70 と、第 1 の減算器である減算器 8 と、磁束電流指令決定部 9 とを備える。脈動成分抽出部 70 は、サブ側トルク電流脈動成分抽出部 7 を備える。以下では、サブ側トルク電流脈動成分抽出部 7 を単に「脈動成分抽出部 7」と称する場合がある。

[0015] 電力変換器 2 は、直流電圧源 3 から供給される直流電力を交流電力に変換してメイン側同期電動機 1 a 及びサブ側同期電動機 1 b へ出力する。実施の形態 1 では電力変換器 2 に電圧形インバータが用いられる。電圧形インバータは、直流電圧源 3 から供給される直流電圧をスイッチングして交流電圧に変換する装置である。なお、電力変換器 2 は、メイン側同期電動機 1 a 及びサブ側同期電動機 1 b を駆動するための交流電力を出力できるものであれば、電圧形インバータに限定されず、電流形インバータ、交流電力を振幅及び周波数が異なる交流電力に変換するマトリックスコンバータ、複数の変換器の出力を直列又は並列に接続したマルチレベル変換器などの回路でもよい。

[0016] 第 1 の電流検出器である電流検出部 4 a は、電力変換器 2 からメイン側同期電動機 1 a に流れる相電流を検出し、検出した相電流の値を示す電流情報出力する。第 2 の電流検出器である電流検出部 4 b は、電力変換器 2 からサブ側同期電動機 1 b に流れる相電流を検出し、検出した相電流の値を示す電流情報出力する。

[0017] 電流検出部 4 a, 4 b は C T (C u r r e n t T r a n s f o r m e r) と呼ばれる計器用変流器を用いた電流センサであっても良いし、シャント

抵抗を用いた電流センサであっても良い。また電流検出部 4 a, 4 b は、これらを組み合わせたものでも良い。実施の形態 1 に係る駆動装置 100 では、同期電動機の近くに設けられた電流検出部 4 a, 4 b によって電流が検出される。図 1 に示した例では、同期電動機に流れる相電流を直接検出しているが、電流検出方式は、キルヒホッフの電流則によって同期電動機に流れる電流を演算できればよく、直接検出する例に限定されない。例えば、電力変換器 2 の負側直流母線に設けられるシャント抵抗を用いた 1 シャント電流検出方式、電力変換器 2 の下アームと直列に接続されるシャント抵抗を用いた下アームシャント電流検出方式などを用いて同期電動機に流れる相電流を検出してもよい。なお、三相の電力変換器 2 の場合、下アームシャント電流検出方式は、3 つの下アームのそれぞれに直列に接続されるシャント抵抗を用いるため、3 シャント電流検出方式とも呼ばれる。但し、1 シャント電流検出方式又は 3 シャント電流検出方式では、メイン側同期電動機 1 a 及びサブ側同期電動機 1 b のそれぞれに流れる電流の合計値のみ計測されるため、メイン側同期電動機 1 a 及びサブ側同期電動機 1 b の内、何れか一方の同期電動機の近くに電流センサを設ける必要がある。また、言うまでもないが、三相の同期電動機の場合、同期電動機に接続される三相の配線の内の何れか二相の配線に電流センサを設ければ、残りの一相の電流はキルヒホッフの電流則で計算可能であるため、三相の配線の全てに電流センサを設ける必要がない。また電流検出部 4 a 及び電流検出部 4 b の構成及び配置に関しては様々な方式が考えられるが、基本的にはどの方式を用いても構わない。

[0018] 磁極位置推定部 5 a は、電流検出部 4 a で検出される第 1 の電流、すなわちメイン側同期電動機 1 a に流れる相電流と、電流制御部 6 から出力される電圧指令とを用いて、メイン側同期電動機 1 a の第 1 の磁極位置を推定する。

[0019] 磁極位置推定部 5 b は、電流検出部 4 b で検出される第 2 の電流、すなわちサブ側同期電動機 1 b に流れる相電流と、電流制御部 6 から出力される電圧指令とを用いて、サブ側同期電動機 1 b の第 2 の磁極位置を推定する。

[0020] 磁極位置の推定方法には様々な方法が存在するが、同期電動機が備える回転子の回転速度全域の内、中高速域では、同期電動機の世界起電力を示す情報を利用して磁極位置を求めるのが一般的である。速度起電力は、回転子が回転することによって同期電動機内部に生じる誘起電力であり、同期電動機が備える回転子と固定子の間に生じる界磁と、回転子の回転速度とに比例する。磁極位置の推定方法の詳細は後述する。

[0021] 電流制御部6は、メイン側同期電動機1aに流れる電流を制御するために、メイン側同期電動機1aが備える回転子の永久磁石による磁束の方向をd軸とし、d軸に直交する軸をq軸として、ベクトル制御によって、電流検出部4aで検出された電流をd-q座標系の電流指令値に座標変換するベクトル制御器である。一般的なベクトル制御器では、回転子の磁極を基準としたd-q座標上での電流制御が行われる。相電流をd-q座標上の値に変換すると、交流量が直流量となり制御が容易となるためである。同期電動機では、q軸電流と同期電動機のマグネットトルクとが比例するため、q軸はトルク軸と称され、q軸電流はトルク電流と称される。q軸電流に対してd軸電流は、固定子で発生する磁束の変化をもたらし、同期電動機の実出力電圧の振幅を変化させるため、d軸は磁束軸と称され、d軸電流は磁束電流、励磁電流などと称される。なお、同期電動機の種類には、回転子鉄心の外周面に永久磁石が設けられた表面磁石型同期交流電動機、回転子鉄心の内部に永久磁石が埋め込まれた永久磁石埋込型電動機などがある。永久磁石埋込型電動機では、d軸電流によってリラクタンストルクが変化するため、q軸電流のみがトルクに作用するわけではないが、一般的にはq軸電流をトルク電流と呼ぶことが多い。

[0022] 座標変換には、磁極位置推定部5aで演算される磁極位置の推定値が用いられる。なお、電流制御部6には、ベクトル制御におけるd-q座標系以外にも、 $\alpha\beta$ 固定子座標系、 $\gamma\delta$ 座標系などの極座標系を用いてもよい。また、電流制御部6には、ベクトル制御の代わりに直接トルク制御(Direct Torque Control: DTC)を採用してもよい。但し、DT

Cを採用する場合、電流指令を、磁束指令及びトルク指令に換算する必要がある。

[0023] なお、 $d-q$ 座標系ではなく、固定子から発生する磁束を基準とした座標系で制御を行えば、トルク電流と磁束電流をより厳密に計算できる。この座標系は、 $f-t$ 座標系、 $n-t$ 座標系などと呼ばれることが多いが、公知であるため詳細については説明を割愛する。実施の形態1では、 q 軸電流をトルク電流と称し、 d 軸電流を磁束電流と称する場合があるが、 $d-q$ 座標系以外の座標系を使って制御する場合、マグネットトルクが原理的に発生しないリラクタンス同期電動機を用いる場合などは、この限りではない。

[0024] なお、電流制御部6は、メイン側同期電動機1aに流れるトルク電流がトルク電流指令の値と一致するように制御され、またメイン側同期電動機1aに流れる磁束電流が磁束電流指令の値と一致するように制御される。電流制御部6の具体的な実現方法はどのような方法であってもよいが、電流制御部6は一般的には比例積分制御器及び非干渉化制御器により構成される。トルク電流指令は、磁束電流指令決定部9において速度制御の結果、算出されるものであってもよいし、上位のコントローラから入力されるものであってもよい。磁束電流指令の詳細は後述する。

[0025] 電流制御部6によってメイン側同期電動機1aがベクトル制御されたとき、サブ側同期電動機1bはメイン側同期電動機1aに連れ回り駆動されるため、サブ側同期電動機1bがオープンループ駆動している状態になる。同期電動機のオープンループ駆動に関する有名な論文として以下の参考文献1がある。

(参考文献1) 伊東淳一、豊崎次郎、大沢博著 「永久磁石同期電動機の V/f 制御の高性能化」、電気学会論文誌D、122巻(2002年)3号
P253-259

[0026] 上記参考文献1によれば、同期電動機をオープンループ駆動すると、同期電動機が固有角周波数 ω_n で自己発振して、制御が不安定になる場合があると述べられている。固有角周波数 ω_n は、下記(1)式の近似式により表される

。但し、 P_m は極対数、 Φ_a は電機子鎖交磁束数、 L_a は電機子インダクタンス、 J は慣性モーメントを表す。

[0027] [数1]

$$\omega_n \cong \frac{P_m \Phi_a}{\sqrt{J L_a}} \quad \dots(1)$$

[0028] 機電連成振動は、電機ばね共振と呼ばれる場合があるため、上記(1)式によって表される固有角周波数 ω_n は、電機ばね共振角周波数とも呼ばれる。上記参考文献1に開示される技術には、電機ばね共振を抑えるために安定化補償器が追加されているが、駆動装置100でも同様の安定化補償が必要となる。そのために、図1に示すサブ側同期電動機1bに流れるトルク電流が電機ばね共振によってどの程度振動しているかを調べる必要がある。

[0029] なお、特許文献1に開示される技術では、メイン側同期電動機及びサブ側同期電動機がそれぞれ有する回転子の回転速度の差である速度差が求められ、この速度差を用いることによって速度差安定化補償が行われている。これによりメイン側同期電動機は安定に制御されているため、特許文献1に開示される技術は、サブ側同期電動機の世界速度脈動成分を求めて安定化補償を行っていたと言える。特許文献1に開示される技術と実施の形態1との相違点の詳細については後述する。

[0030] サブ側同期電動機1bに流れるトルク電流には、加減速トルクによる成分と、負荷トルクによる成分とが重畳されている。加減速トルクは、同期電動機に加減速に伴う慣性トルクである。負荷トルクは、出力トルクから加減速トルクと、摩擦などの損失とを差し引いたトルクである。図1に示す脈動成分抽出部7では、サブ側同期電動機1bのトルク電流に含まれる電機ばね共振角周波数付近の脈動成分が抽出される。なお、脈動成分抽出部7は、ハイパスフィルタを用いる方法と、バンドパスフィルタを用いる方法の2種類があり、これらは順に説明する。

[0031] 図2は図1に示すサブ側トルク電流脈動成分抽出部の第1の構成例を示す図である。図2には、1次のハイパスフィルタを用いたサブ側トルク電流脈

動成分抽出部 7 A の構成例が示され、その伝達関数は下記（２）式で表される。但し、 s はラプラス変換の演算子、 ω_c はカットオフ角周波数である。

[0032] [数2]

$$G_{\text{HPF}} = \frac{s}{s + \omega_c} \quad \dots(2)$$

[0033] 上記（２）式には、１次のハイパスフィルタを用いた場合の伝達関数が示されるが、より急峻なフィルタ特性を得たい場合、次数が n のハイパスフィルタを用いても良い。 n は 2 以上の整数である。ハイパスフィルタを用いる場合、カットオフ角周波数 ω_c は、電機ばね共振角周波数の $1/3$ 以下、例えば電機ばね共振角周波数の $1/5$ から $1/20$ の値に設定するのが好適である。

[0034] 図 3 は図 1 に示すサブ側トルク電流脈動成分抽出部の第 2 の構成例を示す図である。図 3 には、２次のバンドパスフィルタを用いたサブ側トルク電流脈動成分抽出部 7 B の構成例が示され、その伝達関数は下記（３）式で表される。但し、 s はラプラス変換の演算子、 ω_p はピーク角周波数を表す。 q は、クオリティファクタであり、フィルタの通過帯域幅を決定する係数である。

[0035] [数3]

$$G_{\text{BPF}} = \frac{\frac{\omega_p}{q} s}{s^2 + \frac{\omega_p}{q} s + \omega_p^2} \quad \dots(3)$$

[0036] 上記（３）式には、２次のバンドパスフィルタを用いた場合の伝達関数が示されるが、より急峻なフィルタ特性を得たい場合、次数が m のバンドパスフィルタを用いても良い。 m は 3 以上の整数である。バンドパスフィルタを用いる場合、サブ側トルク電流脈動成分抽出部 7 B は、ピーク角周波数 ω_p と電機ばね共振角周波数とを一致させる。但し、上記の参考文献 1 では言及されていないが、電機ばね共振角周波数は、駆動条件により変動する性質がある。そのため、バンドパスフィルタの通過帯域幅は、電機ばね共振角周波数

の変動分を見越して広めに設計する必要がある。なお、サブ側トルク電流脈動成分抽出部 7 B は、電機ばね共振角周波数を実測してピーク角周波数 ω_p を電機ばね共振角周波数にトラッキングするような構成、すなわちバンドパスフィルタの中心周波数を動的に変更する構成としても良く、その場合は通過帯域幅を狭くできる。中心周波数は、ピーク角周波数 ω_p に相当する。

[0037] なお、上記（３）式の計算を行う代わりに、図 4 に示すようにフーリエ級数展開を用いたバンドパスフィルタを用いても良い。図 4 は図 1 に示すサブ側トルク電流脈動成分抽出部の第 3 の構成例を示す図である。図 4 に示すサブ側トルク電流脈動成分抽出部 7 C は、脈動周波数計測部 7 1、余弦波発生器 7 2、正弦波発生器 7 3、フーリエ余弦係数演算部 7 4、フーリエ正弦係数演算部 7 5 及び交流復元器 7 6 を備える。

[0038] 電流検出部 4 b で検出された電流である入力信号に含まれる脈動周波数、すなわち電流検出部 4 b で検出された電流に含まれる脈動周波数が、脈動周波数計測部 7 1 で計測される。なお、サブ側トルク電流脈動成分抽出部 7 は、電流検出部 4 b で検出された電流と磁極位置推定部 5 b で推定された磁極位置を用いて座標変換を行う不図示の座標変換器を備える。この座標変換器は、磁極位置推定部 5 b で推定された磁極位置を用いて、電流検出部 4 b で検出された三相座標系の電流を、回転する直交座標系に座標変換して出力する。上記の入力信号は、座標変換器で座標変換された電流に相当する。余弦波発生器 7 2 は、脈動周波数で振動する余弦波信号を発生し、正弦波発生器 7 3 は、脈動周波数で振動する正弦波信号を発生する。

[0039] フーリエ余弦係数演算部 7 4 は、余弦波発生器 7 2 からの余弦波信号を用いて、電流検出部 4 b で検出された電流である入力信号のフーリエ級数展開を行い、当該入力信号に含まれる特定周波数成分の大きさのうち、余弦成分の大きさであるフーリエ余弦係数を演算する。フーリエ余弦係数は、任意の周期を持つ偶関数を cos の級数に展開したときの係数である。フーリエ正弦係数演算部 7 5 は、正弦波発生器 7 3 からの正弦波信号を用いて、当該入力信号のフーリエ級数展開を行い、当該入力信号の特定周波数成分の大きさのう

ち、正弦成分の大きさであるフーリエ正弦係数を演算する。フーリエ正弦係数は、任意の周期を持つ奇関数をsinの級数に展開したときの係数である。

[0040] 交流復元器76は、余弦波発生器72からの余弦波信号と、正弦波発生器73からの正弦波信号と、フーリエ級数展開によって得られたフーリエ余弦係数と、フーリエ級数展開によって得られたフーリエ正弦係数とを用いて、交流を復元する。フーリエ級数展開は、入力信号から特定の周波数成分の大きさと位相とを取り出すことである。特定の周波数成分の大きさは、余弦成分の大きさと正弦成分の大きさとで表すことができる。位相は、余弦成分の大きさと正弦成分の大きさの比で表すことができる。図4に示すサブ側トルク電流脈動成分抽出部7Cによれば、フーリエ級数展開と逆変換とによって、バンドパスフィルタの特性が得られる。逆変換では、フーリエ級数展開で取り出した特定周波数成分の余弦成分の大きさと正弦成分の大きさと位相とに基づいて、特定周波数の交流が出力される。

[0041] マイコンなどの処理装置に駆動装置100の機能を実装する場合、当該機能を離散化して実装する必要があるが、上記(3)式のバンドパスフィルタを離散化して用いる場合、ピーク角周波数 ω_p を変化させると計算精度が変動し、特にピーク角周波数 ω_p を大きくすると計算精度が低下し易くなる。一方、フーリエ級数展開は、離散化して、ピーク角周波数 ω_p を変化させても計算精度の低下を抑制することができる。従って、サブ側同期電動機1bのトルク電流に含まれる電機ばね共振角周波数付近の脈動成分を、フーリエ級数展開を用いて抽出する方法は、実装の面で優れている。このことから、フーリエ級数展開を用いて脈動成分を抽出する方法は、バンドパスフィルタのピーク周波数を変化させる場合に有用と考えられるが、計算精度を確保できる場合には、図4に示す脈動周波数計測部71と上記(3)式とを組み合わせたバンドパスフィルタを、図1に示す脈動成分抽出部7として利用してもよい。

[0042] このように、脈動成分抽出部7は、サブ側同期電動機1bのトルク電流に含まれる電機ばね共振角周波数付近の脈動成分を抽出できれば、図2から図

4に示す何れのフィルタで構成してもよい。なお、バンドパスフィルタに比べてハイパスフィルタは、設計及び回路への実装が簡便であるため、設計及び回路への実装の簡便さを重視する場合、ハイパスフィルタを選択すると良い。また、鋭い遮断特性を得たい場合には、バンドパスフィルタを選択すると良い。

[0043] 図1に示す減算器8は、メイン側同期電動機1a及びサブ側同期電動機1bがそれぞれ有する回転子の磁極位置の差である角度差を求める。磁極位置は、メイン側同期電動機1a及びサブ側同期電動機1bのそれぞれの回転子の回転位置又は回転角度に等しい。角度差を求める理由を説明するために、以下に永久磁石同期電動機の定常状態における電圧方程式とトルク方程式を示す。

[0044] 電圧方程式は下記(4)式のように表される。またトルク方程式は下記(5)式のように表される。下記(5)式の右辺の第一項はマグネットトルクを表し、第二項はリラクタンストルクを表す。マグネットトルクはq軸電流に比例し、リラクタンストルクはd軸電流とq軸電流の積に比例する。

[0045] [数4]

$$\begin{bmatrix} v_{dx} \\ v_{qx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ax} & -\omega_{ex} L_{qx} \\ \omega_{ex} L_{dx} & R_{ax} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dx} \\ i_{qx} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{ex} \Phi_{ax} \end{bmatrix} \quad \dots(4)$$

[0046] [数5]

$$\tau_x = P_{mx} \Phi_{ax} i_{qx} + P_{mx} (L_{dx} - L_{qx}) i_{dx} i_{qx} \quad \dots(5)$$

[0047] 上記(4)式及び(5)式において、 R_a は電機子抵抗、 L_d はd軸インダクタンス、 L_q はq軸インダクタンス、 P_m は極対数、 Φ_a は電機子鎖交磁束数、 ω_e は角速度、 i_d はd軸電流、 i_q はq軸電流、 v_d はd軸電圧、 v_q はq軸電圧、 t は発生トルクを表す。これらの各係数の添字「 $_x$ 」は、同期電動機がメイン側であるかサブ側であるかを識別するためのものである。例えば、メイン側とサブ側を識別する必要がない場合、添字に「 $_x$ 」が付けられ、又は添字「 $_x$ 」が省略される。また添字に「 $_x$ 」の代わりに「 $_m$ 」が付けられた場合にはメイン側を表し、添字に「 $_x$ 」の代わりに「 $_s$ 」が付けられた場合にはサブ

側を表す。

[0048] 次に、図5から図11を用いて、磁束電流補償によるサブ側同期電動機1bのトルク変化の挙動について説明する。図5は図1に示すサブ側同期電動機のトルク変化の挙動を説明するための第1の図である。図6は図1に示すサブ側同期電動機のトルク変化の挙動を説明するための第2の図である。図7は図1に示すサブ側同期電動機のトルク変化の挙動を説明するための第3の図である。図8は図1に示すサブ側同期電動機のトルク変化の挙動を説明するための第4の図である。図9は図1に示すサブ側同期電動機のトルク変化の挙動を説明するための第5の図である。図10は図1に示すサブ側同期電動機のトルク変化の挙動を説明するための第6の図である。図11は図6、図7、図9及び図10に示すメイン側のd軸電流と、角度差の符号と、サブ側同期電動機のトルクの状態とを対応付けて示す図である。

[0049] 図5から図10には磁束電流補償によるサブ側同期電動機1bのトルク変化の挙動が示され、図5から図10の内容は特許文献1で開示されている。サブ側同期電動機1bの駆動を安定化する制御に、メイン側同期電動機1a及びサブ側同期電動機1bがそれぞれ有する回転子の磁極位置の角度差を用いる点に関しては、特許文献1で開示される技術と実施の形態1に係る駆動装置100は共通である。しかしながら、実施の形態1に係る駆動装置100では、メイン側同期電動機1aとサブ側同期電動機1bとの速度差を用いない点が、特許文献1で開示される技術と異なる。

[0050] まず図5を基準として、メイン側同期電動機1aのd軸がサブ側同期電動機1bのd軸よりも遅れ位相となっているケースについて説明する。図5ではメイン側同期電動機1aの磁束電流 i_{dm} が零であり、メイン側同期電動機1aのトルク電流 i_{qm} が正方向に流れている場合、電圧指令ベクトル v_{dq}^* は第二象限の方向に発生する。電圧指令ベクトル v_{dq}^* は回転する直交座標系(dq軸)の電圧指令を表わす。2台の同期電動機に異なる負荷トルクが発生したとき、2台の同期電動機のモータ定数が等しい場合には、重負荷の同期電動機の位相が遅れる。そのため、図5のケースでは、メイン側同期電

動機 1 a の負荷がサブ側同期電動機 1 b の負荷よりも大きいと言える。すなわちメイン側同期電動機 1 a の方が重負荷である。駆動装置 100 は 2 台の同期電動機に同じ電圧を印加するが、メイン側同期電動機 1 a の方が重負荷である場合、サブ側同期電動機 1 b の磁束電流は正方向に流れる。これは上記 (4) 式を解くことにより明らかである。

[0051] ここで、図 6 のようにメイン側同期電動機 1 a に正の磁束電流が流れた場合を考える。この場合、メイン側同期電動機 1 a の q 軸電圧が正方向に増加することによって、電圧指令ベクトルが v_{dq}^* から v_{dq}^{**} に変化する。このようにメイン側同期電動機 1 a の q 軸電圧が変化することにより、サブ側同期電動機 1 b の d 軸電圧が減少して、サブ側同期電動機 1 b の q 軸電圧が増加する。サブ側同期電動機 1 b の d 軸電圧が減少すると、サブ側同期電動機 1 b の q 軸の電機子反作用である $\omega_{es} L_{qs} i_{qs}$ が減少する。そのため、サブ側同期電動機 1 b の q 軸電流が減少する。また、サブ側同期電動機 1 b の q 軸電圧が増加することによって、サブ側同期電動機 1 b の d 軸電流が増加する。このようにメイン側同期電動機 1 a の磁束電流 i_{dm} である d 軸電流を変化させることによって、サブ側同期電動機 1 b の電流が変化する。このサブ側同期電動機 1 b の電流の変化によって、サブ側同期電動機 1 b のトルクは、図 5 に示すサブ側同期電動機 1 b のトルクと比べて変化する。ここでは説明を簡単にするために、同期電動機が、回転子鉄心の外周面に永久磁石が設けられた表面磁石型同期交流電動機であるとして、リラクタンストルクがないものとする。この場合、サブ側同期電動機 1 b の電流が変化したときのサブ側同期電動機 1 b のトルクは、図 5 の状態に比べて減少する。

[0052] 図 7 には、図 6 の場合とは逆に、メイン側同期電動機 1 a に負の磁束電流が流れた場合のサブ側同期電動機 1 b のトルク状態が示される。この場合、メイン側同期電動機 1 a の q 軸電圧が減少することによって、電圧指令ベクトルが v_{dq}^* から v_{dq}^{**} に変化する。これにより、サブ側同期電動機 1 b の d 軸電圧が増加して、サブ側同期電動機 1 b の q 軸電圧が減少する。サブ側同期電動機 1 b の d 軸電圧が増加したことによりサブ側同期電動機 1 b の

q 軸電流は増加し、サブ側同期電動機 1 b の q 軸電圧が減少することによりサブ側同期電動機 1 b の d 軸電流は減少する。この場合、サブ側同期電動機 1 b のトルクは、図 5 の状態に比べて増加する。

[0053] 次に図 8 を基準として、メイン側同期電動機 1 a の d 軸がサブ側同期電動機 1 b の d 軸よりも進み位相となっているケースについて説明する。図 8 では、メイン側同期電動機 1 a の d 軸電流が零であり、メイン側同期電動機 1 a の負荷がサブ側同期電動機 1 b の負荷よりも大きい状態、すなわちメイン側同期電動機 1 a の方が重負荷となっている。メイン側同期電動機 1 a とサブ側同期電動機 1 b には同じ電圧が印加されているため、サブ側同期電動機 1 b の方が重負荷となる場合、サブ側同期電動機 1 b の d 軸電流は負方向に流れる。

[0054] ここで、図 9 のようにメイン側同期電動機 1 a に正の d 軸電流が流れた場合を考える。この場合、メイン側同期電動機 1 a の q 軸電圧が増加することによって、電圧指令ベクトルが v_{dq}^* から v_{dq}^{**} に変化する。このようにメイン側同期電動機 1 a の q 軸電圧が変化することにより、サブ側同期電動機 1 b の d 軸電圧が増加して、サブ側同期電動機 1 b の q 軸電圧も増加する。サブ側同期電動機 1 b の d 軸電圧が増加したことにより、サブ側同期電動機 1 b の q 軸電流が増加する。また、サブ側同期電動機 1 b の q 軸電圧が増加することによりサブ側同期電動機 1 b の d 軸電流が減少する。この場合、サブ側同期電動機 1 b のトルクは、図 8 の状態に比べて増加する。

[0055] 図 10 には、図 9 の場合とは逆に、メイン側同期電動機 1 a に負の磁束電流が流れた場合のサブ側同期電動機 1 b のトルク状態が示される。この場合、サブ側同期電動機 1 b の q 軸電流は減少する。従って、サブ側同期電動機 1 b のトルクは、図 8 の状態に比べて減少する。

[0056] 図 6、図 7、図 9 及び図 10 に示すメイン側の d 軸電流と、角度差の符号と、サブ側同期電動機 1 b のトルクの状態とを対応付けて示すものが図 11 である。2 台の同期電動機の角度差 λ を下記 (6) 式のように定めた場合、メイン側同期電動機 1 a の d 軸電流を増加させた際、2 台の同期電動機の角

度差 λ が正であれば、サブ側同期電動機 1 b のトルクは減少し、角度差 λ が負であればサブ側同期電動機 1 b のトルクは増加する。但し、下記 (6) 式の θ_{es} は、サブ側同期電動機 1 b の磁極位置を電気角で表したものであり、 θ_{em} は、メイン側同期電動機 1 a の磁極位置を電気角で表したものである。一方、メイン側同期電動機 1 a の d 軸電流を減少させた際、2 台の同期電動機の角度差 λ が正であればサブ側同期電動機 1 b のトルクは増加し、角度差 λ が負であればサブ側同期電動機 1 b のトルクは減少する。すなわち、メイン側同期電動機 1 a の d 軸電流を変化させることによりサブ側同期電動機 1 b のトルクを変化させてサブ側同期電動機 1 b の駆動を安定化させようとする場合、2 台の同期電動機の角度差 λ が正であるか負であるかによって、d 軸電流の補償方向を決定する必要がある。このような理由から、減算器 8 を用いて、2 台の同期電動機の磁極位置の角度差 λ を求めている。

[0057] [数6]

$$\lambda = \theta_{es} - \theta_{em} \quad \dots (6)$$

[0058] 図 1 に示す磁束電流指令決定部 9 は、サブ側同期電動機 1 b の駆動を安定化させるための磁束電流指令を決定する。磁束電流を変化させることでサブ側同期電動機 1 b のトルクを変えることはすでに述べたとおりであるが、駆動装置 100 では磁束電流指令をどのように決定するかが重要である。特許文献 1 では、2 台の同期電動機の色度差を用いて磁束電流を決定していたが、実施の形態 1 に係る駆動装置 100 では、サブ側同期電動機 1 b のトルク電流の脈動成分から磁束電流を決定する。その理由を説明するには、同期電動機の色度推定法と磁束電流変化によって生じる色度推定誤差とについて述べる必要がある。

[0059] 先に述べたとおり、同期電動機の色極位置の推定方法又は同期電動機が備える回転子の回転速度の推定方法には、様々な方法が検討されているが、同期電動機が備える回転子の回転速度全域の内、中高速域では、同期電動機の色度起電力情報を利用して色極位置を求めるのが一般的である。ここではアークタンジェント法と適応磁束オブザーバとの 2 種類の方式について述べる

。

[0060] アークタンジェント法は最もプリミティブな位置推定法であり、広く知られている。下記（７）式は固定子座標上における表面磁石型同期交流電動機の電圧方程式である。但し、 p は微分演算子、 θ_e は磁極位置（電気角）、 R_a は電機子抵抗、 L_a は電機子インダクタンス、 v_α 、 v_β は固定子座標上の電圧、 Φ_a は電機子鎖交磁束数、 i_α 、 i_β は固定子座標上の電流である。

[0061] [数7]

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_a & 0 \\ 0 & R_a + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + p\Phi_a \begin{bmatrix} \cos\theta_e \\ \sin\theta_e \end{bmatrix} \quad \dots(7)$$

[0062] 上記（７）式の右辺第二項は速度起電力を表している。なお、速度起電力の項は下記（８）式のような形で表現可能である。但し、 e_α は α 軸速度起電力、 e_β は β 軸速度起電力、 p は微分演算子、 $\Phi_{\alpha r}$ は回転子 α 軸磁束、 $\Phi_{\beta r}$ は回転子 β 軸磁束、 Φ_a は電機子鎖交磁束数、 θ_e は磁極位置（電気角）、 ω_e は角速度である。

[0063] [数8]

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = p \begin{bmatrix} \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix} = p\Phi_a \begin{bmatrix} \cos\theta_e \\ \sin\theta_e \end{bmatrix} = \omega_e \Phi_a \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} \quad \dots(8)$$

[0064] 上記（７）式を見てわかるとおり、速度起電力に磁極位置情報である θ_e が含まれるため、上記（７）式を整理して磁極位置を演算する。まず、回転子磁束項を左辺に、それ以外の項を右辺にまとめると、下記（９）式が得られる。微分計算はノイズを増幅させるため、両辺積分して下記（１０）式を得る。ここで、電圧センサなどに直流オフセットがある場合、純粋積分を使うと積分値が発散するため、下記（１０）式の計算を行う際は近似積分を使い、直流分は積分しないようにするのが慣例である。

[0065] [数9]

$$p \begin{bmatrix} \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - R_a \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - pL_a \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \dots(9)$$

[0066]

[数10]

$$\begin{bmatrix} \hat{\phi}_{\alpha r} \\ \hat{\phi}_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int (v_{\alpha} - R_a i_{\alpha}) \cdot dt \\ \int (v_{\beta} - R_a i_{\beta}) \cdot dt \end{bmatrix} - L_a \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad \dots(10)$$

[0067] 上記（９）式及び（１０）式において、記号「 $\hat{}$ 」は推定値を表す。上記（１０）式を計算して、回転子磁束を求め、それを下記（１１）式のようにアークタンジェント計算することで、回転子磁極位置を推定することができる。推定された回転子磁極位置を用いれば、角速度を計算可能なため、下記（１２）式で推定角速度 $\hat{\omega}_e$ を計算する。但し、微分ノイズの影響を避けるため、この推定角速度 $\hat{\omega}_e$ を制御に使用する場合にはローパスフィルタを掛けるのが普通である。また、下記（１３）式のように、速度起電力の推定を行い、その振幅を電機子鎖交磁束数 Φ_a で除算することにより、推定角速度 $\hat{\omega}_e$ を計算することもできる。しかしながら、永久磁石の磁束は温度変化により変動するため、下記（１３）式の計算方法では温度変化によって定常的な速度推定誤差が生じる。そのため下記（１２）式による速度推定方法による誤差は、下記（１３）式に示す方法による誤差よりも少ない。実施の形態１には下記（１２）式による速度推定を行った場合について説明する。

[0068] [数11]

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\phi}_{\beta r}}{\hat{\phi}_{\alpha r}} \right) \quad \dots(11)$$

[0069] [数12]

$$\hat{\omega}_e = \frac{d}{dt} \hat{\theta}_e \quad \dots(12)$$

[0070] [数13]

$$\hat{\omega}_e = \frac{\sqrt{\hat{e}_{\alpha}^2 + \hat{e}_{\beta}^2}}{\Phi_a} \quad \dots(13)$$

[0071] アークタンジェント法以外にも様々な速度推定法が提案されている。以下では、図１２を用いて、アークタンジェント法以外の速度推定法の代表例と

して、適応磁束オブザーバについて述べる。図 12 は図 1 に示す磁極位置推定部を適応磁束オブザーバにより構成した例を示す図である。図 12 に示す磁極位置推定部 5 c は、図 1 に示す磁極位置推定部 5 a, 5 b を適応磁束オブザーバにより構成したものである。図 12 に示す同期電動機 1 c は、図 1 に示すメイン側同期電動機 1 a 及びサブ側同期電動機 1 b のそれぞれに対応する。磁極位置推定部 5 c は、適応磁束オブザーバの手法により、電流制御部 6 により生成されて磁極位置推定部 5 a, 5 b に入力される電圧指令である電圧ベクトルと、電流検出部 4 a, 4 b により生成される電流情報、すなわち d q 座標軸上における d q 軸電流検出値である電流ベクトルとを用いて、同期電動機 1 c の回転速度を推定し、推定角速度 ω^* と推定磁極位置 θ^* とを出力する。

[0072] 磁極位置推定部 5 c は、同期電動機 1 c の電圧ベクトルと、電流ベクトルと、インバータの一次角周波数 ω_1 と、推定角速度 ω^* とに基づきモデル偏差 ε を演算するモデル偏差演算部 5 1 と、モデル偏差 ε に基づき推定角速度 ω^* を演算する角速度推定器 5 2 とを備える。また磁極位置推定部 5 c は、推定磁束ベクトルと、推定電流ベクトルと、推定角速度 ω^* とを用いて、一次角周波数 ω_1 を演算する一次角周波数演算器 5 3 と、一次角周波数 ω_1 を積分して推定磁極位置 θ^* を出力する積分器 5 4 とを備える。

[0073] モデル偏差演算部 5 1 は、同期電動機 1 c の電圧ベクトルと、電流ベクトルと、一次角周波数 ω_1 と、推定角速度 ω^* とに基づき、推定磁束ベクトル及び推定電流ベクトルを演算して出力する電流推定器 5 1 1 と、推定電流ベクトルから電流ベクトルを減算することによって電流偏差ベクトルを演算して出力する減算器 5 1 2 とを備える。またモデル偏差演算部 5 1 は、減算器 5 1 2 からの電流偏差ベクトルを入力とし、推定磁束ベクトルの直交成分をスカラー量として抽出し、この値をモデル偏差 ε として出力する偏差演算器 5 1 3 を備える。推定磁束ベクトルの直交成分をスカラー量として抽出する手法としては、電流偏差ベクトルを回転二軸上に座標変換する手法と、電流偏差ベクトルと推定磁束ベクトルとの外積値の大きさを演算する手法とが公知であ

る。

[0074] 電流推定器 511 は、同期電動機 1c の状態方程式から電流と磁束を推定する。ここでは同期電動機 1c は一般的な永久磁石埋込型の同期交流電動機であると仮定するが、永久磁石埋込型の同期交流電動機以外の同期電動機であっても、電流推定器 511 は、状態方程式が立式できれば、同様の方法で電流推定が可能である。

[0075] 同期電動機 1c が永久磁石埋込型の同期交流電動機の場合、状態方程式は下記(14)式及び(15)式のように表される。但し、 L_d は d 軸のインダクタンス、 L_q は q 軸のインダクタンス、 R_a は電機子抵抗、 ω_1 は一次角周波数を表す。 v_d は d 軸電圧、 v_q は q 軸電圧、 i_d は d 軸電流、 i_q は q 軸電流を表す。また、 ϕ_{ds} は d 軸固定子磁束、 ϕ_{qs} は q 軸固定子磁束、 ϕ_{dr} は d 軸回転子磁束、 ω_e は角速度、 h_{11} から h_{32} はオブザーバゲインを表す。記号「 $\hat{}$ 」は推定値を表す。

[0076] [数14]

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{ds} \\ \hat{\phi}_{qs} \\ \hat{\phi}_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_d} & \omega_1 & 0 \\ -\omega_1 & -\frac{R_a}{L_q} & -\hat{\omega}_e \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{ds} \\ \hat{\phi}_{qs} \\ \hat{\phi}_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d - i_d \\ \hat{i}_q - i_q \end{bmatrix} \quad \dots(14)$$

[0077] [数15]

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{ds} \\ \hat{\phi}_{qs} \\ \hat{\phi}_{dr} \end{bmatrix} \quad \dots(15)$$

[0078] また、一次角周波数 ω_1 は下記(16)式のように与えられる。 h_{41} 、 h_{42} はオブザーバゲインを表す。

[0079] [数16]

$$\omega_1 = \hat{\omega}_e - \frac{h_{41}(\hat{i}_d - i_d) + h_{42}(\hat{i}_q - i_q)}{\hat{\phi}_{dr}} \quad \dots(16)$$

[0080] 上記（１４）式及び（１５）式は通常の誘起電圧に基づく式であるが、上記（１４）式及び（１５）式に変形を加えて拡張誘起電圧の形式で表現しても同様の計算ができる。上記（１４）式には推定角速度 $\hat{\omega}_e$ が含まれるため、推定角速度 $\hat{\omega}_e$ と実際の角速度 ω_e とが一致していない場合、電流推定に誤差が生じる。ここではモデル偏差 ε を下記（１７）式のように定義し、磁極位置推定部５ｃはモデル偏差 ε が零になるように、角速度推定器５２を用いて推定角速度 $\hat{\omega}_e$ の値を調整する。角速度推定器５２としては、比例積分制御器に積分器を直列接続して構成されたものが公知である。

[0081] [数17]

$$\varepsilon = \frac{\hat{i}_q - i_q}{\hat{\phi}_{dr}} \quad \dots(17)$$

[0082] 一次角周波数演算器５３は、上記（１６）式を基に、推定磁束ベクトル、推定電流ベクトル及び推定角速度 $\hat{\omega}_e$ から一次角周波数 ω_1 を演算する。積分器５４は、一次角周波数 ω_1 を積分することにより磁極位置を推定する。

[0083] 適応磁束オブザーバは、鎖交磁束数の変動にロバストであり、定常的な速度推定誤差が発生しない点で優れているため、高性能な速度推定法として世間に認知されている。

[0084] 磁極位置推定部５ａ，５ｂの構成例について詳しく説明したところで、次は磁束電流の変化が速度推定誤差に与える影響について述べる。ここでは課題を明確にするため、電力変換器２の出力電圧誤差が無い場合と有る場合との２種類の解析結果について述べる。当該課題は、低回転域で電力変換器２の出力電圧誤差の補償精度が低下すると、低回転域では電動機の手起電力が低下して、電力変換器２の出力電圧誤差の影響が相対的に大きくなることを意味する。すなわち、当該課題は、出力電圧誤差がある場合、特許文献１の方式だけでは、低回転域で制御不安定に陥りやすいことである。なお、出力電圧誤差は、電流制御部６が電力変換器２へ与える電圧指令の値と電力変換器２が実際に出力する実電圧との誤差のことである。出力電圧誤差の要因としては、電力変換器２を構成する直列の上下アームの半導体素子の短絡防

止時間、半導体素子のオン電圧などが知られている。市販される電動機駆動用の電力変換器の多くには、出力電圧誤差の補償機能が設けられているが、当該電力変換器に流れる電流が零に近い場合、出力電圧誤差を補償することが難しい。従って、比較的低価格な電動機駆動用の電力変換器では多少の出力電圧誤差が生じるのが普通である。

[0085] 図13は実施の形態1に係る駆動装置において、仮想的に電力変換器の出力電圧誤差を零として、2台の同期電動機を低速で並列駆動させたときのサブ側同期電動機の回転速度の真値である速度真値とd軸電流とq軸電流とを表す図である。図14は実施の形態1に係る駆動装置において、実機同等の出力電圧誤差を入れて、2台の同期電動機を低速で並列駆動させたときのサブ側同期電動機の回転速度の真値である速度真値とd軸電流とq軸電流とを表す図である。図13及び図14には、上から順位に回転速度の真値、d軸電流及びq軸電流が示される。それぞれの横軸は時間である。

[0086] なお、この動作条件は、特許文献1に開示される制御方式にとっては非常に厳しい条件であり、特許文献1に開示される制御方式では、この動作条件が与えられた場合、サブ側同期電動機1bの駆動が不安定になり、並列駆動が困難である。上記の動作条件は、2台の同期電動機を低速で並列駆動させることと、2台の同期電動機の磁極位置の角度差が零近くであることである。図13及び図14には、2台の同期電動機の負荷トルクの差を極めて小さくし、2台の同期電動機の磁極位置の角度差が零近くとなる条件での解析結果が示される。磁束電流補償法では、2台の同期電動機の角度差を利用してサブ側同期電動機1bのトルクを変化させるため、角度差が零に近い場合、サブ側同期電動機1bの速度リップルを完全に零にすることは難しい。そのため、図13及び図14の上から1段目に示すように、回転速度の真値が電機ばね共振角周波数で振動している。電機ばね共振角周波数の1周期毎に回転速度が最大値を示す。また、サブ側同期電動機1bのq軸電流も、図13及び図14の上から3段目に示すように、回転速度の真値が電機ばね共振角周波数で振動している。磁束電流指令の決定法の詳細については後述するが、

サブ側同期電動機の駆動を安定化させるために流す d 軸電流は、前述したように、2 台の同期電動機の角度差が正であるか負であるかによって、d 軸電流の補償方向を変える必要があるため、d 軸電流は、図 13 及び図 14 の上から 2 段目に示すように、電機ばね共振角周波数の 1 周期毎に最大値を示すような波形となる。このように、角度差の符号変化の影響によって、d 軸電流には、電機ばね共振角周波数の整数倍の周波数成分の脈動が含まれる。なお、電力変換器 2 の出力電圧に誤差がある場合、d q 軸電流には電気角周波数の 6 倍の脈動成分が重畳される。そのことを除けば、図 13 に示される回転速度の真値、d 軸電流及び q 軸電流のそれぞれの波形と、図 14 に示される回転速度の真値、d 軸電流及び q 軸電流のそれぞれの波形との間には大きな相違はない。

[0087] 図 15 は実施の形態 1 に係る駆動装置において、仮想的に電力変換器の出力電圧誤差を零として、2 台の同期電動機を低速で並列駆動させたときの速度推定波形を表す図である。図 15 には、回転数の真値が実線で示され、アークタンジェント法による回転数の推定値が一点鎖線で示され、適応磁束オブザーバにおける回転数の推定値が破線で示される。横軸は時間を表す。縦軸はサブ側同期電動機 1 b の回転子の回転数を表す。

[0088] 実機同等の出力電圧誤差を入れて 2 台の同期電動機を低速で並列駆動させた場合、磁束電流の変化に伴って過渡的な速度推定誤差が発生する。図 15 によれば、適応磁束オブザーバによる速度推定誤差は、アークタンジェント法に比べて小さいが、どちらの方式でも速度推定誤差が生じていることが分かる。

[0089] 図 16 は実施の形態 1 に係る駆動装置において、実機同等の出力電圧誤差を入れて、2 台の同期電動機を低速で並列駆動させたときの速度推定波形を表す図である。図 16 には、図 15 と同様に、回転数の真値が実線で示され、アークタンジェント法による回転数の推定値が一点鎖線で示され、適応磁束オブザーバにおける回転数の推定値が破線で示される。横軸は時間を表す。縦軸はサブ側同期電動機 1 b の回転子の回転数を表す。

[0090] 一般的な駆動装置を用いた、流体利用装置の中には、電磁騒音を減らすために、キャリア周波数を10kHz以上に設定するものがある。このような流体利用装置では、出力電圧誤差が大きくなる傾向がある。図15と図16を比べると、図16では、推定速度波形のS/N比（Signal to Noise Ratio）が大きく悪化していることがわかる。この傾向は、アークタンジェント法及び適応磁束オブザーバのそれぞれの速度推定誤差において同じである。

[0091] 図17は図15の速度推定波形をFFT解析した結果を示す図である。図17には、上から順位に回転速度の真値と、アークタンジェント法による速度推定値と、適応磁束オブザーバによる速度推定値とが示される。それぞれの横軸は周波数である。図17によれば、点線の枠B内に示すように、電機ばね共振角周波数の整数倍の次数の速度推定誤差が生じていることがわかる。これらの速度推定誤差の周波数は、図13に示したd軸電流である磁束電流の脈動成分の周波数と一致する。また、点線の枠A内に示すように、電機ばね共振角周波数の1次成分に関しても、真値と推定値との間に振幅の誤差がある。

[0092] 図18は図16の速度推定波形をFFT解析した結果を示す図である。図18には、図17と同様に、上から順位に回転速度の真値と、アークタンジェント法による速度推定値と、適応磁束オブザーバによる速度推定値とが示される。それぞれの横軸は周波数である。図18によれば、点線の枠A内に示すように、電機ばね共振角周波数の1次成分に数倍の誤差があることが分かる。また、点線の枠B内に示すように、電機ばね共振角周波数の整数倍の次数に極めて大きなピークが立っていることが分かる。また、点線の枠C内に示すように、電力変換器2の出力電圧誤差成分によって高周波側にピークが立っていることが分かる。

[0093] 図17及び図18に示す解析結果は、磁束電流の変化が既存の速度推定器にとって外乱となることを示している。また図17に示すように電力変換器2の出力電圧誤差がない場合、点線の枠B内に示すように、磁束電流の脈動

周波数と同じ周波数で速度推定誤差が生じているため、適切に速度推定を行うことができない。また、図 17 の点線の枠 B 内に示す周波数成分の速度推定誤差は、また図 18 のように電力変換器 2 の出力電圧誤差がある場合、数倍から数十倍に増加することがあり、駆動装置にとって大きな問題となる。特許文献 1 では、2 台の同期電動機 1 の速度差を用いて磁束電流指令を演算し、サブ側同期電動機 1 b の駆動を安定化させているが、図 17 の点線の枠 B 内に示すような速度推定誤差がある場合、サブ側同期電動機 1 b の安定化を図ることができない。その理由は以下のとおりである。

[0094] まず、サブ側同期電動機 1 b の駆動を安定化させるために磁束電流指令を脈動させると、それによって速度推定に予期せぬ誤差成分が現れる。その誤差成分を抑え込むために磁束電流指令を周波数で脈動させてしまうと、サブ側同期電動機 1 b が加振され、サブ側同期電動機 1 b の振動が大きくなる。サブ側同期電動機 1 b の振動が大きくなると、サブ側同期電動機 1 b の駆動の安定化を図るためにメイン側同期電動機 1 a の磁束電流指令をより大きく変化させなければならない。これにより速度推定誤差がさらに増大するという悪循環が生じる。その結果として、同期電動機には、騒音及び振動が増加し、モータ効率が低下するなどの様々な現象が発生する。また、同期電動機は、トルクを適切に発生できずに脱調し、又は動作を停止する可能性がある。

[0095] 特に流体利用装置に、特許文献 1 に開示される技術を用いた場合、低速域の回転が不安定になるという現象が顕著になる。流体利用装置の負荷は、二乗低減トルク負荷であることが多く、その負荷特性は、低回転側では軽負荷である。二乗低減トルク負荷は、電動機の回転速度の二乗に比例して負荷トルクが増加する負荷である。

[0096] 従って、流体利用装置では、低回転側でトルク電流が小さくなるが、電流が小さい領域では電力変換器 2 の出力電圧誤差の補償精度が低下する。さらに、流体利用装置では、低回転域で電動機 1 の速度起電力が低下するため、出力電圧誤差の影響が相対的に大きくなる。これにより、上述した速度推定誤

差が増大して、2台の同期電動機の手度差を正確に求めることができなくなり、制御不安定な状態に至る。本願発明者は、この速度推定誤差を多く含んだ速度差信号に対して様々なフィルタリング処理を施し、安定性の改善を図ったが、満足する性能が得られなかった。

[0097] 出力電圧誤差により低周波側で速度推定誤差が生じることは一般に知られているが、磁束電流を変化させることにより速度推定誤差が生じることは、本願発明者の検討によって発見されたものであり、公知ではない。通常、磁束電流指令の変化は緩やかであるため、このような問題が生じないためである。しかしながら、駆動装置では、角度差が零に近いときに磁束電流を急激に変動させる必要がある。本願発明者は、そのような事例を詳しく検証する中で、磁束電流を変化させることにより速度推定誤差が生じることを発見した。そして、本願発明者は、このような速度推定誤差がある状態でも、2台の同期電動機を安定に並列駆動するために、過渡的な速度推定誤差の影響を排除する手法を確立する必要があると考え、サブ側同期電動機1bのトルク電流の脈動成分から磁束電流指令を演算する手法を考案するに至った。本願発明者の調査の結果、サブ側トルク電流の脈動成分から磁束電流指令を決定した場合、特許文献1に開示される方式に比べて、磁束電流指令のS/N比が大きく改善されることが判明した。その理由は以下のとおりである。

[0098] 前述のとおり、磁束電流変化により推定速度信号には多くの誤差成分が発生する。この影響を回避する手段として推定磁極位置信号に着目する。推定磁極位置信号は、その計算プロセスにおける積分処理によって、推定速度に含まれる誤差のうちの高周波成分が除去されている。推定磁極位置信号の低周波成分に関しては磁束電流指令の変化による誤差信号が残存するが、その誤差は数度程度に収まる。

[0099] ここで、サブ側同期電動機1bのトルク電流について考えてみる。相電流を磁極位置の真値で座標変換した場合と、磁極位置の推定値で座標変換した場合とでは、磁極位置の誤差が数度程度であれば、真のd q軸におけるトルク電流と推定されるd q軸におけるトルク電流との誤差は、数%未満である

。これは、 $\cos$ 関数が零に近いときには1に近似できることを考えれば、自明である。

[0100] このように、サブ側同期電動機1bのトルク電流は、磁束電流を変化させた場合でも比較的高精度に求めることができる。モータ定数の変動の影響によって定常的な位置推定誤差が生じる場合はあるが、これは直流分の推定誤差となるため、脈動成分抽出部7により脈動成分を抽出する場合には問題とならない。

[0101] 速度差ではなく、サブ側トルク電流を用いて安定化補償を行った方が良い理由は他にもある。ファン、ブロワーなどの流体利用装置では、機械系の慣性モーメントが大きい場合がある。このような場合、インバータが過電流停止するほどにトルク脈動が大きいときでも、速度信号に現れる脈動成分はごく小さいことがある。この場合、速度脈動が観測できるほど大きくなってから安定化を図るのではなく、トルク電流の脈動がある程度大きくなった段階で安定化補償を行った方が良い。このような事例では、推定速度信号よりもトルク電流信号の方がS/N比が良いので、トルク電流信号を安定化補償に用いた方が良いと言える。

[0102] 以上の理由により、実施の形態1では、磁束電流指令決定部9により、サブ側同期電動機1bに流れるトルク電流の脈動成分を基に磁束電流指令が決定される。

[0103] 図19は図1に示す磁束電流指令決定部の構成例を示す図である。図20は図19に示す符号判定器による符号判定処理を説明するための第1の図である。図21は図19に示す符号判定器による符号判定処理を説明するための第2の図である。図22は図19に示す符号判定器による符号判定処理を説明するための第3の図である。

[0104] 図19に示す磁束電流指令決定部9は、脈動抑制制御部91及び補償方向決定部92を備える。磁束電流指令決定部9は、サブ側同期電動機1bのトルク電流の脈動成分を入力とし、脈動抑制制御部91と補償方向決定部92を用いて、磁束電流指令を決定する。脈動抑制制御部91は、ゲイン乗算部

9 1 1 及び位相調整部 9 1 2 により構成される。

[0105] ゲイン乗算部 9 1 1 は、入力信号であるトルク電流脈動成分のゲインを調整する。位相調整部 9 1 2 は、入力信号であるトルク電流脈動成分の位相を調整し、振幅が調整された脈動成分を出力する。なお、ゲイン乗算部 9 1 1 と位相調整部 9 1 2 の何れか一方だけで系の安定性を確保できるのであれば、脈動抑制制御部 9 1 は、必ずしもゲイン乗算部 9 1 1 及び位相調整部 9 1 2 の双方を備える必要は無い。

[0106] ゲイン乗算部 9 1 1 は、入力信号であるトルク電流脈動成分に特定のゲインを乗算して出力するものであり、系の安定性と即応性を調節する役割を持つ。ゲインは動作条件に応じて変更しても良い。例えば、低速域ではゲインを高くし、高速域ではゲインを低くしても良い。位相調整部 9 1 2 は例えば、位相遅れ補償器、ローパスフィルタ、積分制御器などで構成される。位相遅れ補償器は高周波域でゲインを一定値下げて安定化を図るものであり、産業界で一般的に用いられている。ローパスフィルタ及び積分制御器にも高周波域の信号位相を変化させる性質があるため、位相遅れ補償器と同じようにローパスフィルタ又は積分制御器を用いることができる。

[0107] 1 次ローパスフィルタによる近似積分器を位相調整部 9 1 2 として使用する場合、そのカットオフ角周波数は、電機ばね共振角周波数の $1/3$ 以下に設定すると良い。可能であれば電機ばね共振角周波数の $1/10$ から $1/20$ の値とする。このように設定すると、電機ばね共振角周波数付近で位相を 90 度前後遅らせることができ、制御安定性が高まる。

[0108] 図 1 9 には示されていないが、脈動抑制制御部 9 1 の入出力の何れかに不感帯を設けても良い。この不感帯は前述の脈動成分抽出部 7 で除去しきれなかった電機ばね共振以外の周波数成分を除去するのに役立つ。

[0109] 補償方向決定部 9 2 は、符号判定器 9 2 1 及び乗算器 9 2 2 により構成され、図 5 から図 1 1 で説明した動作原理に則り、2 台の同期電動機のそれぞれが備える回転子の磁極位置の角度差から、磁束電流指令の補償方向を決定する。符号判定器 9 2 1 は図 2 0 から図 2 2 に示される符号判定処理を行う

。図20から図22の横軸は、符号判定器921の入力である角度差を表す。角度差は図11に示すように正又は負の値を示す。図20から図22の縦軸は符号判定器921の出力の値を示す。

[0110] 最も基本的な符号判定処理は図20に示す方法である。符号判定器921は、角度差が正を示す場合には「1」を出力し、角度差が負を示す場合には「-1」を出力する。但し、図20の方法では角度差が零に近いときにチャタリングが発生するおそれがある。そのため、図21のように角度差が零に近い領域では、符号判定器921の出力を「1」から「-1」へ徐々に切り替え、又は符号判定器921の出力を「-1」から「1」へ徐々に切り替えるように構成してもよい。

[0111] また、角度差が大きい条件では、角度差が小さい条件に比べて、メイン側同期電動機1aの磁束電流の変化量がサブ側同期電動機1bのトルクの変化量に及ぼす影響が大きくなる。そのため、図22のように角度差が大きい領域では、角度差が大きくなるに従って、符号判定器921の出力値を徐々に下げるようにしても良い。

[0112] 乗算器922は符号判定器921の出力と脈動抑制制御部91の出力とを掛け合わせ、磁束電流指令を生成する。すなわち、磁束電流指令決定部9では、脈動抑制制御部91により抑制された脈動成分と、補償方向決定部92の符号判定器921により決定された補償方向とにより、磁束電流指令を決定する。このように生成された磁束電流指令を用いることによる効果は以下の通りである。

[0113] ここまで説明してきたとおり、位置センサレス制御による駆動装置では、低速駆動時に磁束電流指令の変化によって過渡的な速度推定誤差が生じる。特許文献1に開示されるように、速度差を用いてサブ側同期電動機1bの駆動を安定化させる方法では、速度推定誤差の影響を直接的に受けてしまうため、制御不安定な状態となり、騒音及び振動が増加し、モータ効率が低下するなどの様々な問題が生じる。そのため、特許文献1では、1つの電力変換器で1台の同期電動機を駆動する既存の同期電動機駆動装置に比べて、回転

数の下限を高くしなければならないという課題があった。そのため、既存の同期電動機駆動装置から、特許文献 1 で開示される技術を用いた並列駆動装置への置き換えは困難である。

[0114] これに対して、実施の形態 1 に係る駆動装置 100 は、サブ側同期電動機 1b のトルク電流の脈動成分と、2 台の同期電動機の磁極位置の角度差とを用いて、磁束電流指令を決定するように構成されている。これにより、磁束電流指令の S/N 比が改善され、速度推定誤差の影響を受け難くなる。その結果、騒音及び振動が増加し、モータ効率が低下し、脱調するなどの問題が解決される。また、低速駆動時の安定性が改善されるため、回転数の下限値は、1 つの電力変換器で 1 台の同期電動機を駆動する既存の同期電動機駆動装置と同等の値を維持できる。これにより、既存の同期電動機駆動装置を実施の形態 1 に係る駆動装置 100 に置き換えることが容易となる。

[0115] 実施の形態 2.

実施の形態 2 では、サブ側同期電動機 1b で消費される有効電力の脈動成分を利用して磁束電流を決定する構成例について説明する。騒音及び振動が大きくなり、モータ効率が低下するなどの課題を解決するには、電機ばね共振によるサブ側同期電動機 1b の自己発振現象を、磁束電流が大きく変化する条件でも正確に検出する必要がある。そのための 1 つの手法が実施の形態 1 で述べたトルク電流の脈動成分を用いる手法である。但し、メイン側同期電動機 1a 及びサブ側同期電動機 1b に接続される負荷である機械系の慣性モーメントが比較的大きい場合、トルク電流の脈動成分の代わりに、有効電力の脈動成分を用いて磁束電流を決定しても良い。前述したとおり、ファン、ブロワーなどの流体利用装置では機械系の慣性モーメントが大きい場合があるため、このような場合、推定速度信号を観測するよりも、有効電力の脈動成分を観測した方が良い。

[0116] 図 23 は本発明の実施の形態 2 に係る駆動装置の構成を示す図である。実施の形態 2 に係る駆動装置 100A は、図 1 に示す脈動成分抽出部 70 の代わりに、脈動成分抽出部 70A を備える。脈動成分抽出部 70A は、サブ側

有効電力脈動成分抽出部 10 を備える。その他の構成については、実施の形態 1 の構成と同一又は同等であり、同一又は同等の構成部には同一の符号を付して、重複する説明は省略する。

[0117] 有効電力 P_x は三相電圧指令 v_u^* , v_v^* , v_w^* と相電流 i_u^* , i_v^* , i_w^* を用いて下記 (18) 式により求めることができる。添字「 x 」はメイン側とサブ側を区別するためのものである。 R_a は電機子抵抗である。三相電圧指令 v_u^* , v_v^* , v_w^* は、電流制御部 6 から得られる。相電流 i_u^* , i_v^* , i_w^* は電流検出部 4 b から得られる。

[0118] [数18]

$$P_x = (v_u^* i_{ux} + v_v^* i_{vx} + v_w^* i_{wx}) - R_a (i_{ux}^2 + i_{vx}^2 + i_{wx}^2) \quad \dots (18)$$

[0119] 上記 (18) 式の右辺の第二項は電機子抵抗による銅損を表す。厳密には銅損も有効電力の一部であるが、ここで知りたい情報はサブ側同期電動機 1 b のトルク脈動に相当するものであるから、銅損を差し引いておいた方がよい。但し、電機子抵抗が無視できる程度に小さい場合もあるため、その場合は右辺第一項のみを計算するようにしても構わない。

[0120] 機械系の慣性モーメントが大きく、かつ、速度脈動が微小である場合、有効電力の脈動はトルクの脈動によって生じたものであると考えられる。従って、この場合、サブ側有効電力脈動成分抽出部 10 は、実施の形態 1 で説明したサブ側トルク電流脈動成分抽出部 7 と同様の演算処理を行い、サブ側同期電動機 1 b の有効電力から脈動成分を抽出する。この情報を用いて磁束電流指令を決定すれば、実施の形態 1 と同様の効果が得られる。

[0121] なお、実施の形態 2 の磁束電流指令決定部 9 は、実施の形態 1 と同様にゲイン乗算部 911 及び位相調整部 912 により構成される脈動抑制制御部 91 を備えるが、実施の形態 2 のゲイン乗算部 911 は、入力信号である有効電力脈動成分のゲインを調整し、実施の形態 2 の位相調整部 912 は、入力信号である有効電力脈動成分の位相を調整する。また、実施の形態 2 の脈動抑制制御部 91 は、実施の形態 1 と同様に、ゲイン乗算部 911 と位相調整部 912 の何れか一方だけで系の安定性を確保できるのであれば、必ずしも

ゲイン乗算部 9 1 1 及び位相調整部 9 1 2 の双方を備える必要は無い。

[0122] 実施の形態 2 は、同期電動機に接続される負荷の慣性モーメントが大きい場合に有用であり、実施の形態 1 に比べて、座標変換の演算を用いない分、計算量が少ないため、簡易な構成の演算装置を用いる場合には有用である。具体的には、実施の形態 1 のサブ側トルク電流脈動成分抽出部 7 は、電流検出部 4 b で検出された三相座標系の電流を、磁極位置推定部 5 b からの信号を用いて、回転する直交座標系に座標変換して、トルク電流を求め、そのトルク電流の脈動成分を抽出している。これに対して、実施の形態 2 では、サブ側有効電力脈動成分抽出部 10 が、上記 (18) 式のように、電流検出部 4 b で検出された三相座標系の電流をそのまま用いて有効電力を求め、この有効電力の脈動成分を抽出している。そして実施の形態 2 の磁束電流指令決定部 9 は、この脈動成分を利用して磁束電流指令を決定することができる。そのため実施の形態 2 では、座標変換が不要となり、計算量が少なくなる。慣性モーメントが大きいアプリケーションの場合、上記のように有効電力の脈動成分を観測することで、座標変換が 1 回不要になるため、実施の形態 2 では演算負荷を減らすことが可能となる。

[0123] 実施の形態 3.

図 2 4 は本発明の実施の形態 3 に係る駆動装置の構成を示す図である。実施の形態 3 に係る駆動装置 100 B は、図 1 に示す脈動成分抽出部 70 の代わりに、脈動成分抽出部 70 B を備える。脈動成分抽出部 70 B は、サブ側トルク電流脈動成分抽出部 7 と、メイン側トルク電流脈動成分抽出部 11 と、第 2 の減算器である減算器 8 a とを備える。その他の構成については、実施の形態 1 の構成と同一又は同等であり、同一又は同等の構成部には同一の符号を付して、重複する説明は省略する。

[0124] 実施の形態 3 では、サブ側同期電動機 1 b のトルク電流の脈動成分とメイン側同期電動機 1 a のトルク電流の脈動成分の差から磁束電流指令を決定する構成例について説明する。実施の形態 1, 2 の駆動装置 100, 100 A は、メイン側同期電動機 1 a のトルク電流の脈動成分が定常状態では微小で

あることを前提とした構成となっている。メイン側同期電動機 1 a はベクトル制御されているので、トルク電流指令値が一定値であればメイン側同期電動機 1 a のトルク電流は指令値に追従するはずである。しかしながら、現実には様々な外乱要因によってメイン側同期電動機 1 a のトルク電流は脈動する。外乱要因としては、電力変換器 2 を構成する直列の上下アームの半導体素子の短絡防止時間、電流センサのオフセット、電流センサのゲインアンバランス、回転子に設けられる磁石から発生する磁束の歪みなどが考えられる。これらの要因によるトルク電流脈動は、サブ側同期電動機 1 b でも同様に発生する。また、実施の形態 1, 2 では、トルク電流指令に何らかの交流成分が重畳されている場合、これも磁束電流指令決定部 9 にとっては外乱となる。トルク電流指令に重畳された外乱成分によって、サブ側同期電動機 1 b にもその周波数のトルク電流脈動が発生するが、当該外乱成分は、電機ばね共振による自己発振とは異なる原因で発生したものであるため、当該外乱成分を磁束電流指令決定部にフィードバックするのは適切でない。

[0125] 実施の形態 1 のサブ側トルク電流脈動成分抽出部 7 と実施の形態 3 のメイン側トルク電流脈動成分抽出部 11 はハイパスフィルタ、バンドパスフィルタなどにより構成される。サブ側同期電動機 1 b をよりの確に安定化させるためには、上記の外乱要因の影響を排除することが望ましい。しかしながら、ハイパスフィルタでは外乱の除去特性が悪く、バンドパスフィルタでも外乱の除去特性を良くするためには電機ばね共振角周波数の計測が必要となる。こういった事情から、より簡易な方法で外乱の影響を除去するため、実施の形態 3 は、メイン側同期電動機 1 a で発生するトルク電流の脈動成分を、サブ側同期電動機 1 b のトルク電流の脈動成分から差し引くよう構成したのである。

[0126] そのため実施の形態 3 に係る駆動装置 100 B は、サブ側トルク電流脈動成分抽出部 7 に加えて、メイン側トルク電流脈動成分抽出部 11 を備える。また駆動装置 100 B は、サブ側トルク電流脈動成分抽出部 7 からのトルク電流脈動成分とメイン側トルク電流脈動成分抽出部 11 からのトルク電流脈

動成分との差分を求める減算器 8 a を備える。

[0127] メイン側トルク電流脈動成分抽出部 11 は、メイン側同期電動機 1 a のトルク電流の脈動成分を計算する。計算法は実施の形態 1 で述べたサブ側トルク電流脈動成分抽出部 7 と同様の方法で良い。減算器 8 a では、2 台の同期電動機のそれぞれに発生するトルク電流の脈動成分の差分が計算され、磁束電流指令決定部 9 は、当該差分を用いて磁束電流指令を決定する。

[0128] このように構成することで、より安定に 2 台の同期電動機を並列駆動することが可能となる。なお、実施の形態 3 では、2 台の同期電動機のそれぞれに発生するトルク電流の脈動成分の差分を用いる方法を説明したが、その代わりに有効電力の脈動成分の差分を用いても良いことは言うまでもない。また、実施の形態 3 の駆動装置 100 B は、サブ側トルク電流脈動成分抽出部 7 及びメイン側トルク電流脈動成分抽出部 11 の内、一方がトルク電流の脈動を計算し、他方が有効電力の脈動を計算した後、これらの脈動を同一のスケールに換算してから差分を求めるように構成してもよい。

[0129] 実施の形態 4.

実施の形態 4 では、実施の形態 1, 2, 3 に係る駆動装置 100, 100 A, 100 B を用いた流体利用装置の構成例について説明する。図 25 は本発明の実施の形態 4 に係る流体利用装置の構成図である。実施の形態 4 では、メイン側同期電動機 1 a の回転軸にプロペラファン 300 a が設けられ、サブ側同期電動機 1 b の回転軸にプロペラファン 300 b が設けられている流体利用装置 300 について説明する。

[0130] 図 25 に示す流体利用装置 300 は、実施の形態 1 の駆動装置 100 を備え、駆動装置 100 は電力変換器駆動装置 200 を備える。電力変換器駆動装置 200 は、プロセッサ 201 及びメモリ 202 を備える。図 1 に示す各機能、すなわち電流制御部 6、磁極位置推定部 5 a, 5 b、サブ側トルク電流脈動成分抽出部 7、減算器 8 及び磁束電流指令決定部 9 は、プロセッサ 201 及びメモリ 202 を用いてその機能が実現される。

[0131] 図 25 に示すようにプロセッサ 201 及びメモリ 202 を利用する場合、

上記の各機能のそれぞれは、ソフトウェア、ファームウェア又はこれらの組合せにより実現される。ソフトウェア又はファームウェアはプログラムとして記述され、メモリ202に記憶される。プロセッサ201はメモリ202に記憶されたプログラムを読み出して実行する。またこれらのプログラムは、上記の各機能のそれぞれが実行する手順及び方法をコンピュータに実行させるものであるとも言える。メモリ202は、RAM (Random Access Memory)、ROM (Read Only Memory)、フラッシュメモリー、EPROM (Erasable Programmable Read Only Memory)、又はEEPROM (Electrically Erasable Programmable Read Only Memory) (登録商標) といった半導体メモリが該当する。半導体メモリは不揮発性メモリでもよいし揮発性メモリでもよい。またメモリ202は、半導体メモリ以外にも、磁気ディスク、フレキシブルディスク、光ディスク、コンパクトディスク、ミニディスク又はDVD (Digital Versatile Disc) が該当する。なお、プロセッサ201は、演算結果等のデータをメモリ202に出力しても記憶させてもよいし、メモリ202を介して不図示の補助記憶装置に当該データを記憶させてもよい。

[0132] なお、流体利用装置300は、駆動装置100の代わりに実施の形態2の駆動装置100A又は実施の形態3の駆動装置100Bを備えてもよい。この場合、図23に示す電流制御部6、磁極位置推定部5a, 5b、サブ側有効電力脈動成分抽出部10、減算器8及び磁束電流指令決定部9は、プロセッサ201及びメモリ202を用いてその機能が実現される。また、図24に示す電流制御部6、磁極位置推定部5a, 5b、サブ側トルク電流脈動成分抽出部7、メイン側トルク電流脈動成分抽出部11、減算器8、減算器8a及び磁束電流指令決定部9は、プロセッサ201及びメモリ202を用いてその機能が実現される。

[0133] 実施の形態1でも述べたように、電力変換器2はメイン側同期電動機1a

及びサブ側同期電動機 1 b に任意の交流電力を供給できるものであれば、基本的にどのような回路構成でも構わない。電流検出部 4 a, 4 b で検出された電流の情報はプロセッサ 201 へ送信される。

[0134] 2つのプロペラファン 300 a, 300 b は、互いに同一形状のものであっても良いし、異なる形状のものであっても良い。また、2つのプロペラファン 300 a, 300 b の空気の流路は必ずしも同じでなくとも良い。例えば流体利用装置 300 が空気調和機の場合、2つのプロペラファン 300 a, 300 b は、当該空気調和機の室外機内の送風室に設けられる2つの送風ファンに相当し、上記の空気の流路は、当該送風室に相当する。送風室は、室外機の側面板、天井板、底板、熱交換器などに囲まれることで形成される空間である。送風室には、プロペラファン 300 a, 300 b が回転することによって空気の流れが形成される。

[0135] 2つのプロペラファン 300 a, 300 b の回転数と負荷トルクとの特性は、異なっていた方が安定に並列駆動しやすいため、2台の同期電動機に異なる形状のファンを設けてもよいし、一方のファンが設けられる流路の断面積を、他方のファンが設けられる流路の断面積よりも小さくしても良い。また、一方の同期電動機でプロペラファンを駆動し、他方の同期電動機でポンプを駆動するなど、それぞれ異なる仕様の流体利用装置を駆動する構成としても良い。

[0136] なお図 25 には示されていないが、流体利用装置 300 は、電力変換器 2 が出力する電圧を検出する電圧検出部を備え、電圧検出部で検出された電圧情報がプロセッサ 201 へ入力されるように構成してもよい。また図 25 には示されていないが、流体利用装置 300 は、ファンの風速を計測する風速センサを備え、風速センサで検出された風速情報がプロセッサ 201 へ入力されるように構成してもよい。また図 25 には示されていないが、ファンによって冷却される対象物の温度を検出する温度センサを備え、温度センサで検出された温度情報がプロセッサ 201 へ入力されるように構成してもよい。

[0137] 流体利用装置 300 の流体負荷は、ダンパ特性を持っており、高回転域では、そのダンパ特性がオープンループ駆動された同期電動機の駆動を安定化させる。しかしながら、低回転域では、そのダンパ特性が弱まり、同期電動機の駆動が不安定になるため、流体利用装置 300 は実施の形態 1, 2, 3 で述べた並列駆動法を利用する。これにより、実施の形態 4 では、幅広い速度範囲で同期電動機の並列駆動を実現することができる。また、実施の形態 4 では、高度なトルク制御の必要がないため、1つの電力変換器で1台の同期電動機を駆動する既存の同期電動機駆動装置を改修することによって、コストの増加を抑制しながら2つのプロペラファン 300a, 300b を駆動可能な流体利用装置 300 を得ることができる。

[0138] 実施の形態 5.

実施の形態 5 では、実施の形態 4 に係る流体利用装置 300 を用いた空気調和機の構成例について説明する。図 26 は本発明の実施の形態 5 に係る空気調和機の構成図である。実施の形態 5 に係る空気調和機 400 は、流体利用装置 300、冷媒圧縮機 401、凝縮器 403、受液器 404、膨張弁 405 及び蒸発器 406 を備える。冷媒圧縮機 401 と凝縮器 403 との間は配管で接続される。同様に、凝縮器 403 と受液器 404 との間は配管で接続され、受液器 404 と膨張弁 405 との間は配管で接続され、膨張弁 405 と蒸発器 406 との間は配管で接続され、蒸発器 406 と冷媒圧縮機 401 との間は配管で接続される。これにより、冷媒圧縮機 401、凝縮器 403、受液器 404、膨張弁 405 及び蒸発器 406 には冷媒が循環する。なお、図 26 では図示が省略されているが、流体利用装置 300 は、図 1 などに示す電流検出部 4a, 4b、磁極位置推定部 5a, 5cなどを備える。

[0139] 空気調和機 400 では冷媒の蒸発、圧縮、凝縮、膨張という工程が繰り返し行われるため、冷媒は液体から気体へ変化し、さらに気体から液体へ変化することにより、冷媒と機外空気との間で熱交換が行われる。

[0140] 蒸発器 406 は、低圧の状態で冷媒液を蒸発させ、蒸発器 406 の周囲の空気から熱を奪うことによって、冷却作用を発揮するものである。冷媒圧縮

機４０１は、冷媒を凝縮するために蒸発器４０６でガス化された冷媒ガスを圧縮して、高圧のガスにするものである。凝縮器４０３は、冷媒圧縮機４０１で高温になった冷媒ガスの熱を放出することで、高圧の冷媒ガスを凝縮し、冷媒液に変換するものである。流体利用装置３００は、プロペラファン３００ａ、３００ｂを回転することによって、風を発生させて、この風を凝縮器４０３に通過させることにより、凝縮器４０３を冷却する。膨張弁４０５は、冷媒を蒸発させるために、冷媒液を絞り膨張して、冷媒液を低圧の液に変換するものである。受液器４０４は循環する冷媒量の調節のために設けられるもので、小型の装置では省略しても良い。

[0141] 空気調和機４００の大出力化に伴って凝縮器４０３が大型化すると、凝縮器４０３を冷却するための冷却装置として機能する流体利用装置３００の冷却性能を増加させる必要が生じる。但し、凝縮器４０３の寸法を大きくするのに合わせて、冷却装置として機能する流体利用装置３００の仕様変更を行うのは煩雑である。また、流体利用装置３００の冷却性能を増加させるために、流体利用装置３００を大出力化するためには、流体利用装置３００を量産するための製造ラインの変更が必要となる場合もあり、製造ラインを構築するための初期投資がかさむ。そのため、大型の空気調和機４００では、複数の冷却ファンを備えた流体利用装置３００を使用することで冷却性能を向上させている。

[0142] また、空気調和機４００には、低コスト化の要求が高く、その一方で省エネルギー規制が年々強化されているため高効率化も要求されている。近年の省エネルギー規制では、定格動作点だけでなく、低出力駆動の動作点での駆動効率も重要視される。そのために冷却ファンの動作回転数の下限値を極力引き下げる必要がある。

[0143] ここまで述べてきたとおり、特許文献１で開示される技術を用いた並列駆動装置は、コスト面では非常に優れているものの、これを位置センサレス制御で構成しようとする、低回転域での駆動が不安定となる課題がある。特に空気調和機４００では、流体利用装置３００の電力変換器２で発生するキ

キャリア騒音を減らすため、キャリア周波数を10kHz以上に高く設定する場合が多く、出力電圧誤差が増加して、低回転域での駆動が不安定になりやすい。従って、空気調和機400に、特許文献1で開示される技術を用いた並列駆動装置を用いた場合、空気調和機400の駆動動作範囲が狭まるという課題があった。そのため、特許文献1で開示される技術を用いた並列駆動装置では、空気調和機400用の冷却ファンに要求される低コスト化と高冷却性能とを両立させることが困難である。

[0144] 実施の形態5に係る空気調和機400は、実施の形態1から3で述べた並列駆動法を利用しているため、低速域の駆動が不安定になることがなく、駆動可能範囲を拡大できる。また実施の形態1から3で述べた並列駆動法は位置センサレス制御を前提としているため、位置センサを用いる場合に比べて、空気調和機400の製造コストを低減できる。従って、実施の形態1から3に係る駆動装置100、100A、100Bでは、空気調和機400用の冷却ファンに要求される低コスト化と高冷却性能とを両立させることが可能である。

[0145] 以上の実施の形態に示した構成は、本発明の内容の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、本発明の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

[0146] 1a メイン側同期電動機、1b サブ側同期電動機、1c 同期電動機、2 電力変換器、3 直流電圧源、4a, 4b 電流検出部、5a, 5b, 5c 磁極位置推定部、6 電流制御部、7, 7A, 7B, 7C サブ側トルク電流脈動成分抽出部、8, 8a 減算器、9 磁束電流指令決定部、10 サブ側有効電力脈動成分抽出部、11 メイン側トルク電流脈動成分抽出部、51 モデル偏差演算部、52 角速度推定器、53 一次角周波数演算器、54 積分器、70, 70A, 70B 脈動成分抽出部、71 脈動周波数計測部、72 余弦波発生器、73 正弦波発生器、74 フーリエ余弦係数演算部、75 フーリエ正弦係数演算部、76 交流復元器、

9 1 脈動抑制制御部、9 2 補償方向決定部、1 0 0, 1 0 0 A, 1 0 0 B 駆動装置、2 0 0 電力変換器駆動装置、2 0 1 プロセッサ、2 0 2 メモリ、3 0 0 流体利用装置、3 0 0 a, 3 0 0 b プロペラファン、4 0 0 空気調和機、4 0 1 冷媒圧縮機、4 0 3 凝縮器、4 0 4 受液器、4 0 5 膨張弁、4 0 6 蒸発器、5 1 1 電流推定器、5 1 2 減算器、5 1 3 偏差演算器、9 1 1 ゲイン乗算部、9 1 2 位相調整部、9 2 1 符号判定器、9 2 2 乗算器。

請求の範囲

- [請求項1] 並列接続される第1の同期電動機及び第2の同期電動機に電力を供給する電力変換器と、
- 前記第1の同期電動機に流れる第1の電流を検出する第1の電流検出器と、
- 前記第2の同期電動機に流れる第2の電流を検出する第2の電流検出器と、
- 前記第1の同期電動機を駆動するための電圧指令と、前記第1の電流とを用いて、前記第1の同期電動機が有する回転子の第1の磁極位置を推定する第1の磁極位置推定部と、
- 前記電圧指令と、前記第2の電流とを用いて、前記第2の同期電動機が有する回転子の第2の磁極位置を推定する第2の磁極位置推定部と、
- トルク電流指令と磁束電流指令と前記第1の電流と前記第1の磁極位置とを用いて前記電圧指令を出力する制御部と、
- 前記第2の同期電動機に流れるトルク電流に含まれるトルク電流脈動成分と前記第2の同期電動機で消費される有効電力に含まれる有効電力脈動成分との少なくとも一方の脈動成分を抽出する脈動成分抽出部と、
- 前記第1の磁極位置と前記第2の磁極位置とを用いて、前記第1の同期電動機及び前記第2の同期電動機がそれぞれ有する回転子の磁極位置の差である角度差を求める第1の減算器と、
- 前記脈動成分抽出部で抽出された脈動成分と、前記角度差とを用いて、前記磁束電流指令を決定する磁束電流指令決定部と、
- を備えることを特徴とする駆動装置。
- [請求項2] 前記脈動成分抽出部は、
- 前記第1の同期電動機に流れるトルク電流に含まれるトルク電流脈動成分と、前記第2の同期電動機に流れるトルク電流に含まれるトル

ク電流脈動成分との差分を求めて、前記脈動成分として出力する第2の減算器を備えることを特徴とする請求項1に記載の駆動装置。

[請求項3]

前記脈動成分抽出部は、

前記第1の同期電動機で消費される有効電力に含まれる有効電力脈動成分と、前記第2の同期電動機で消費される有効電力に含まれる有効電力脈動成分との差分を求めて、前記脈動成分として出力する第2の減算器を備えることを特徴とする請求項1に記載の駆動装置。

[請求項4]

前記磁束電流指令決定部は、

前記角度差を用いて前記磁束電流指令の補償方向を決定する補償方向決定部と、

前記脈動成分を用いて前記脈動成分を抑制する脈動抑制制御部と、
を備え、

前記脈動抑制制御部により抑制された前記脈動成分と前記補償方向決定部により決定された前記補償方向とにより、前記磁束電流指令を決定することを特徴とする請求項1から3の何れか一項に記載の駆動装置。

[請求項5]

前記脈動抑制制御部は、

前記脈動成分の位相を調整し、位相が調整された脈動成分を出力する位相調整部と、前記脈動成分にゲインを乗じて、振幅が調整された脈動成分を出力するゲイン乗算部との少なくとも一方を備えることを特徴とする請求項4に記載の駆動装置。

[請求項6]

前記位相調整部は、前記脈動成分の位相を遅らせる位相遅れ補償器であることを特徴とする請求項5に記載の駆動装置。

[請求項7]

前記位相調整部は、1次ローパスフィルタによる近似積分器であり、

前記近似積分器のカットオフ角周波数は、電機ばね共振角周波数の $1/3$ 以下に設定されることを特徴とする請求項5に記載の駆動装置。

- [請求項8] 前記脈動成分抽出部は、
前記第1の電流又は前記第2の電流をd-q座標系に座標変換する座標変換器と、
座標変換後のq軸電流に含まれる直流成分を除去することにより、
前記トルク電流脈動成分を演算するハイパスフィルタと、
を備えることを特徴とする請求項1から7の何れか一項に記載の駆動装置。
- [請求項9] 前記脈動成分抽出部は、
前記第1の電流又は前記第2の電流をd-q座標系に座標変換する座標変換器と、
座標変換後のq軸電流に含まれる電機ばね共振角周波数成分を抽出することにより、電機ばね共振角周波数を中心周波数とする前記トルク電流脈動成分を演算するバンドパスフィルタと、
を備えることを特徴とする請求項1から7の何れか一項に記載の駆動装置。
- [請求項10] 前記脈動成分抽出部は、
前記電機ばね共振角周波数を計測する共振周波数計測手段を備え、
前記バンドパスフィルタの中心周波数を動的に変更することを特徴とする請求項9に記載の駆動装置。
- [請求項11] 前記脈動成分抽出部は、
前記有効電力を計算する有効電力計算手段と、
前記有効電力に含まれる直流分を除去することにより、前記有効電力の脈動成分を演算するハイパスフィルタと
を備えることを特徴とする請求項1から7の何れか一項に記載の駆動装置。
- [請求項12] 前記脈動成分抽出部は、
前記有効電力を計算する有効電力計算手段と、
前記有効電力に含まれる電機ばね共振角周波数成分を抽出すること

により、電機ばね共振角周波数を中心周波数とする前記有効電力脈動成分を演算するバンドパスフィルタと、

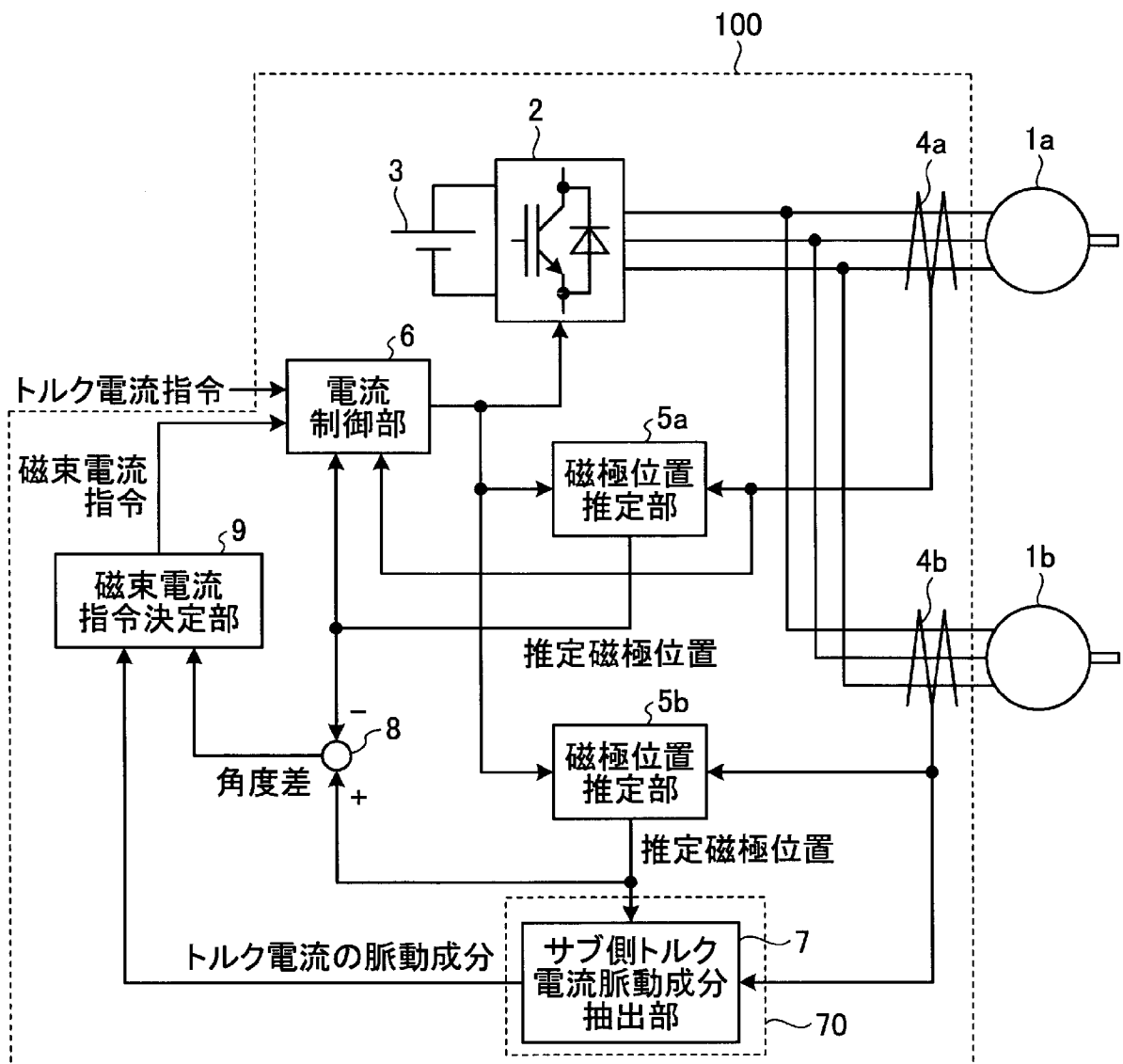
を備えることを特徴とする請求項 1 から 7 の何れか一項に記載の駆動装置。

[請求項13] 前記脈動成分抽出部は、
前記電機ばね共振角周波数を計測する共振周波数計測手段を備え、
前記バンドパスフィルタの中心周波数を動的に変更することを特徴とする請求項 1 2 に記載の駆動装置。

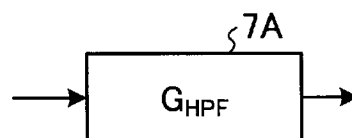
[請求項14] 請求項 1 から 1 3 の何れか一項に記載の駆動装置を備えることを特徴とする流体利用装置。

[請求項15] 請求項 1 4 に記載の流体利用装置を備えることを特徴とする空気調和機。

[図1]



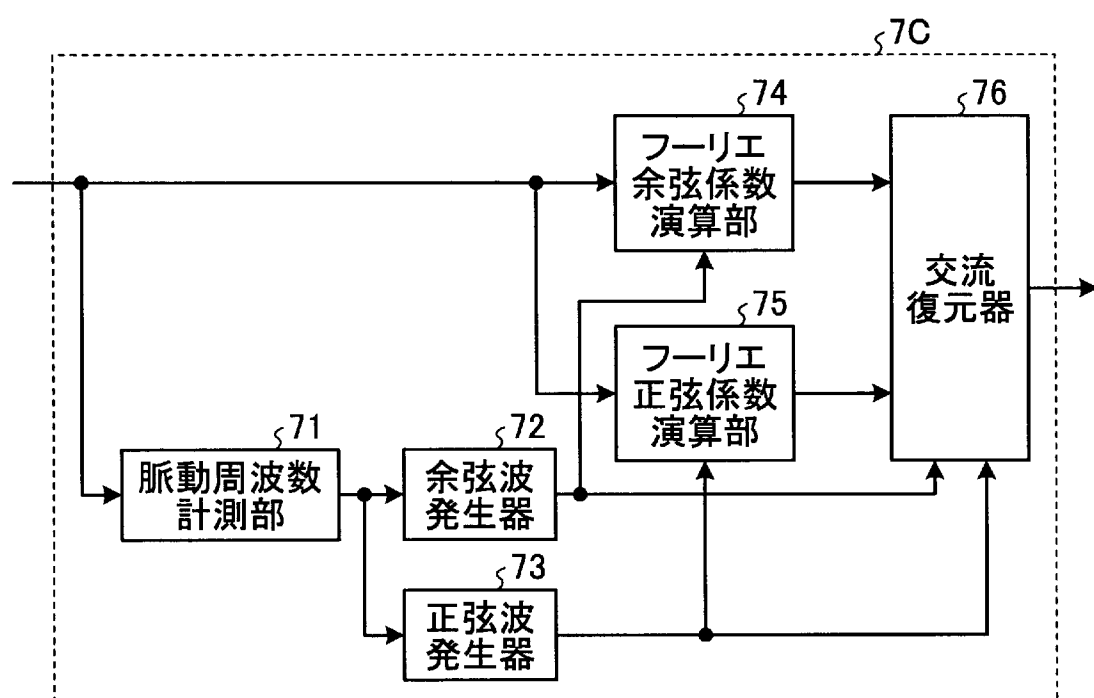
[図2]



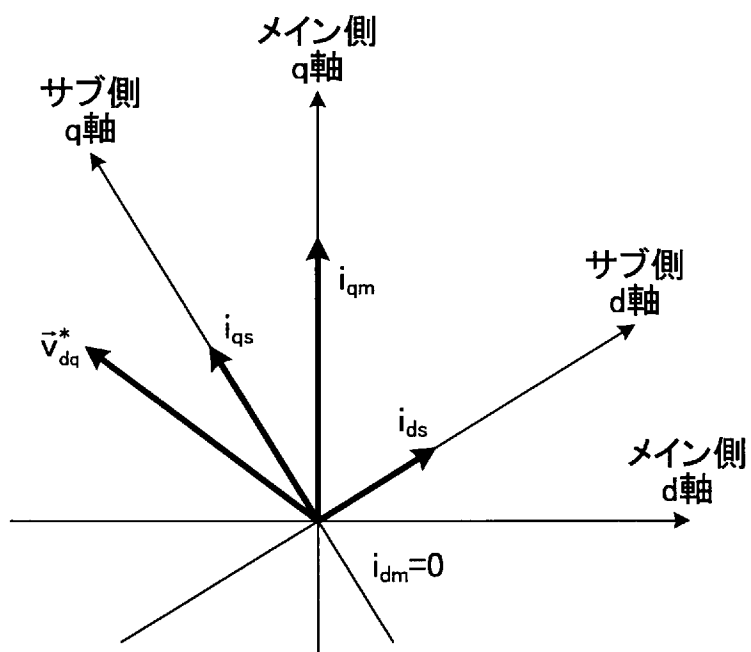
[図3]



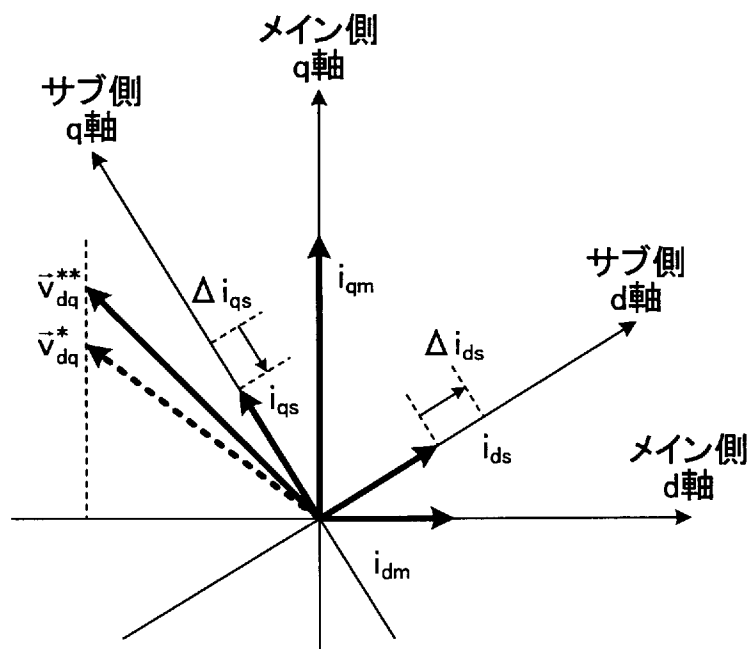
[図4]



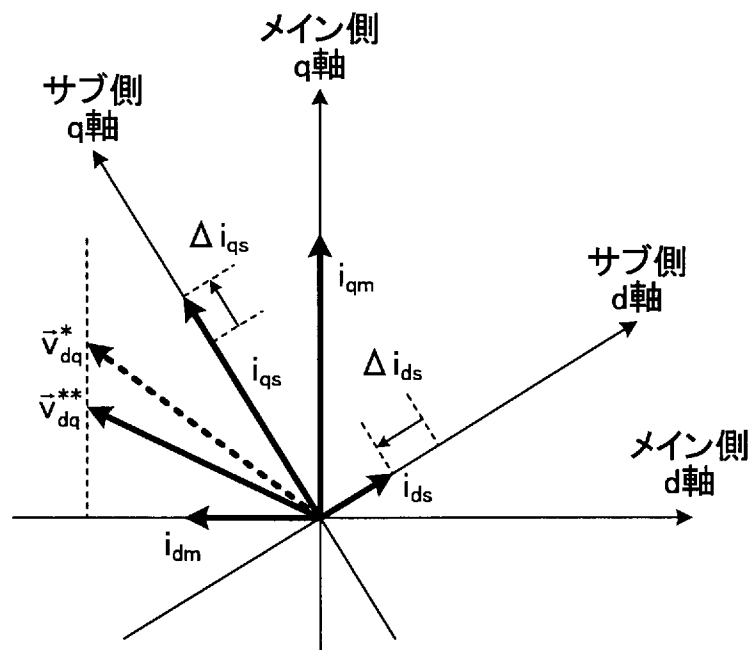
[図5]



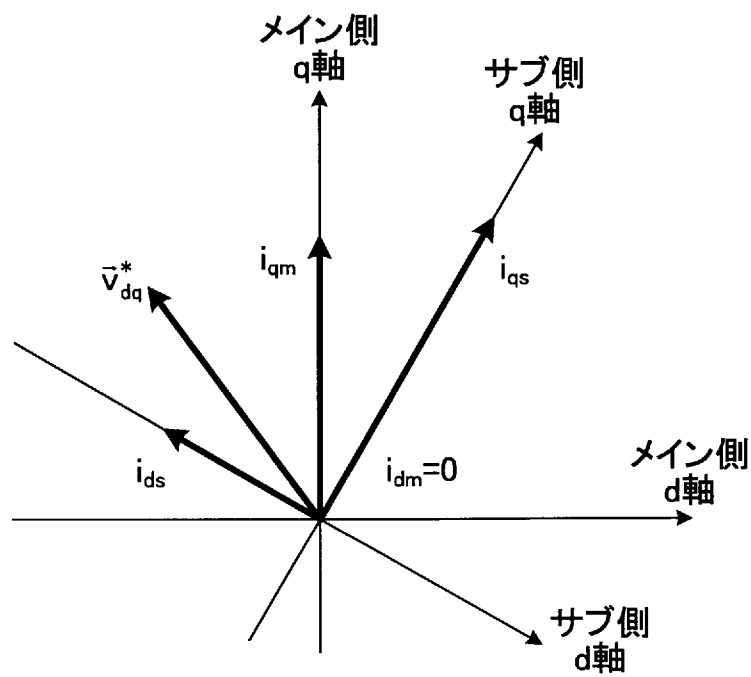
[図6]



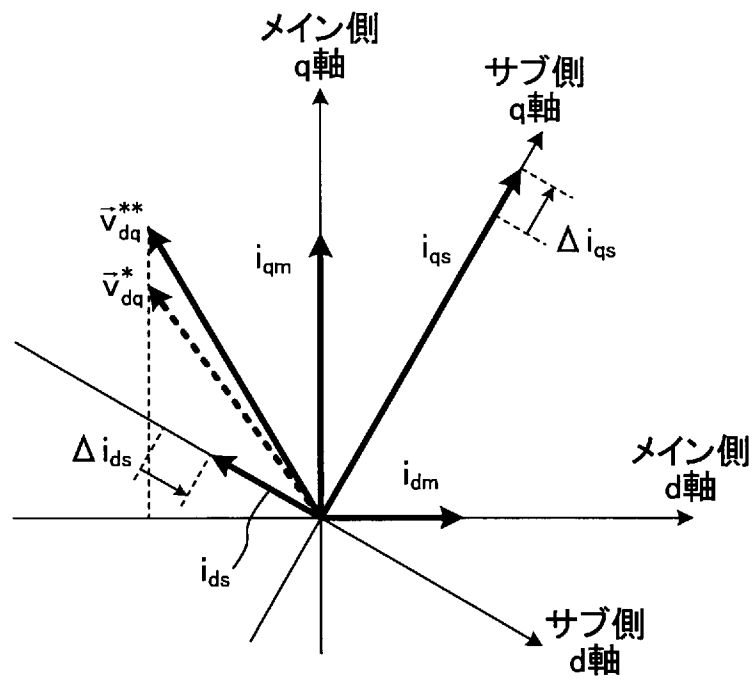
[図7]



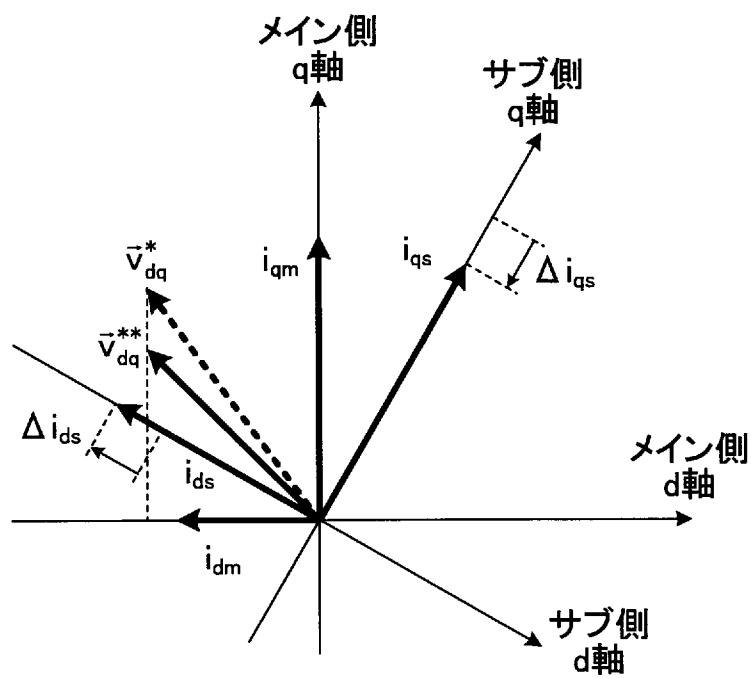
[図8]



[図9]



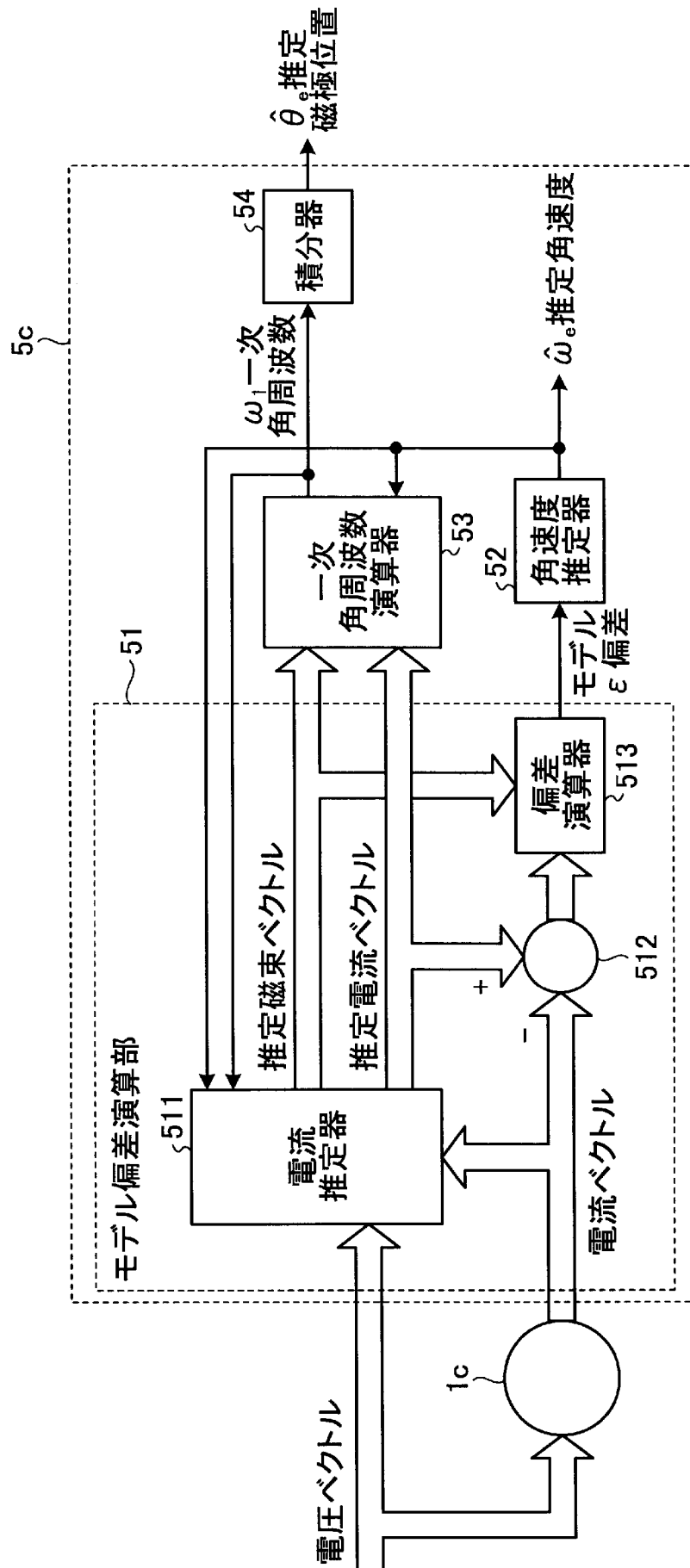
[図10]



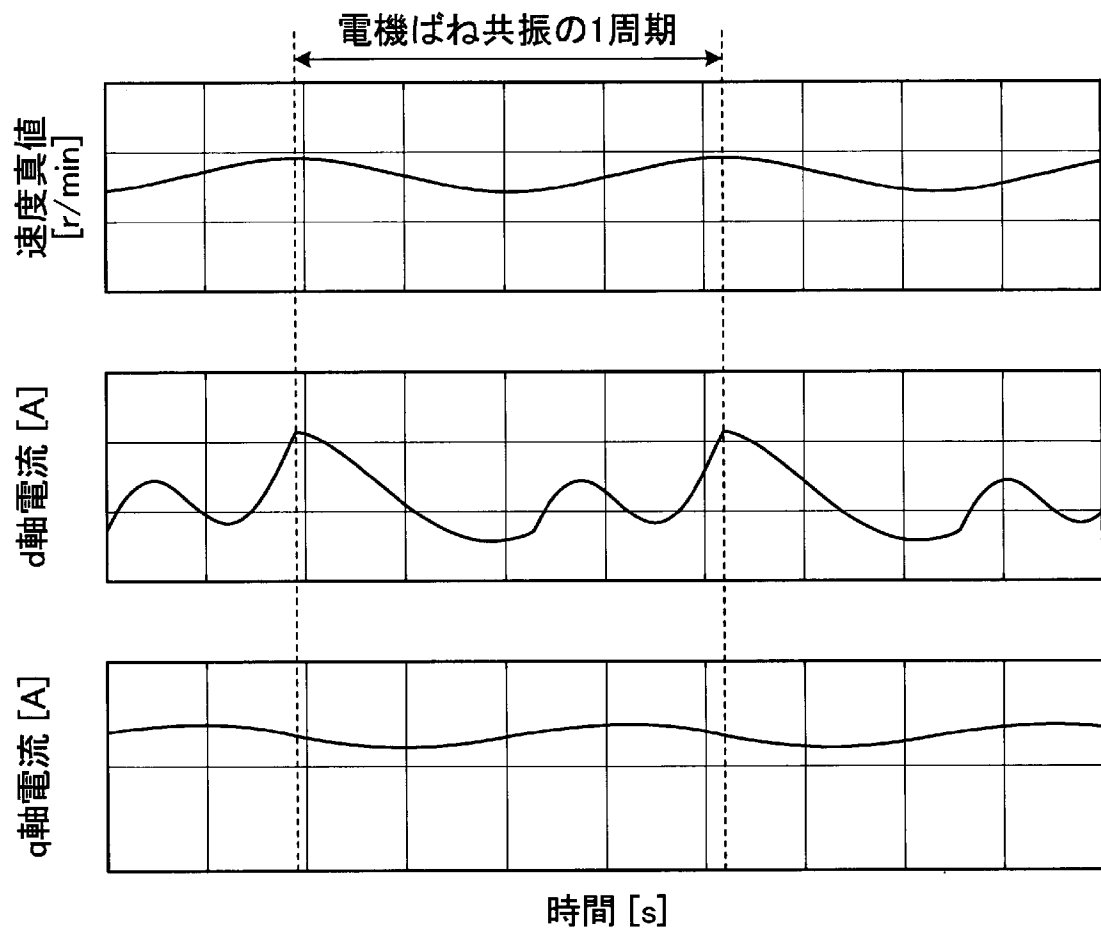
[図11]

		メイン側d軸電流	
		増加	減少
角度差の符号	正	サブ側 トルク減少 図6	サブ側 トルク増加 図7
	負	サブ側 トルク増加 図9	サブ側 トルク減少 図10

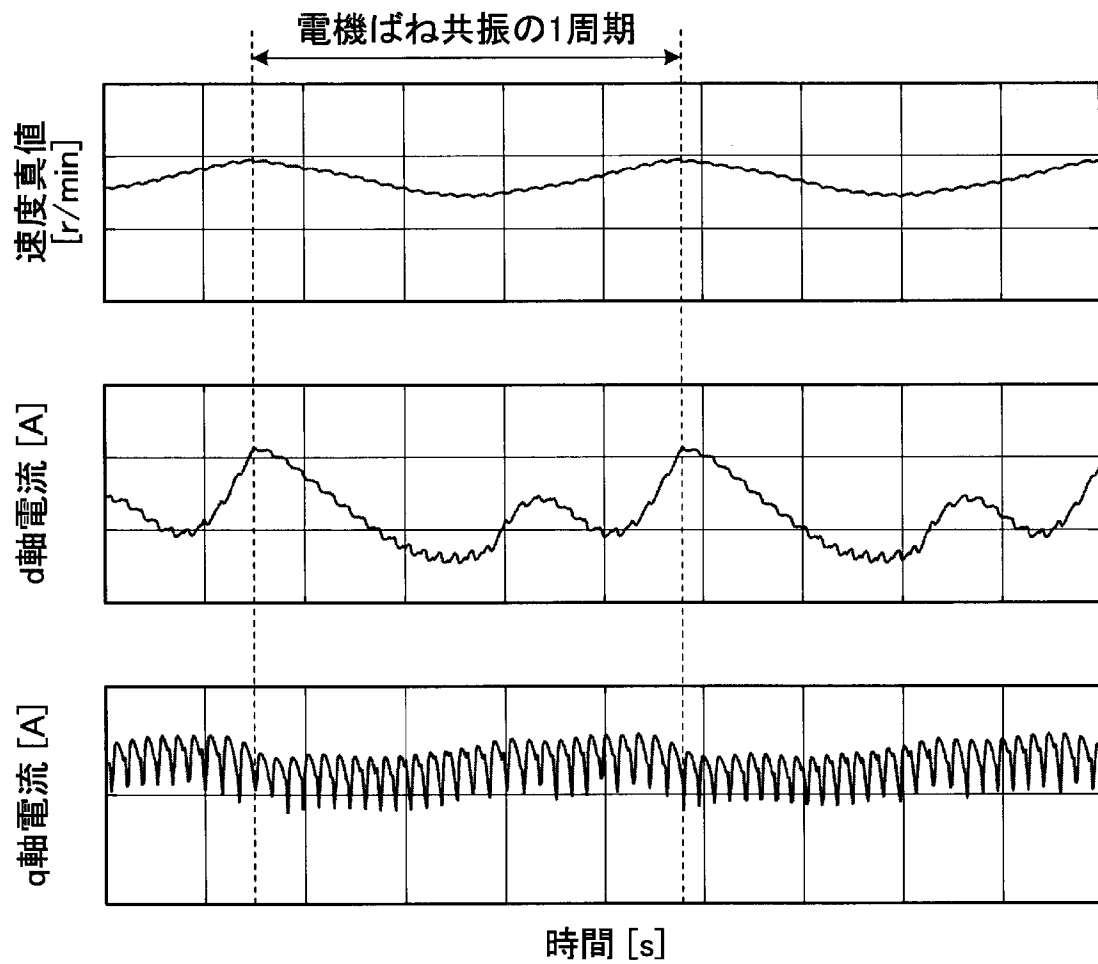
[図12]



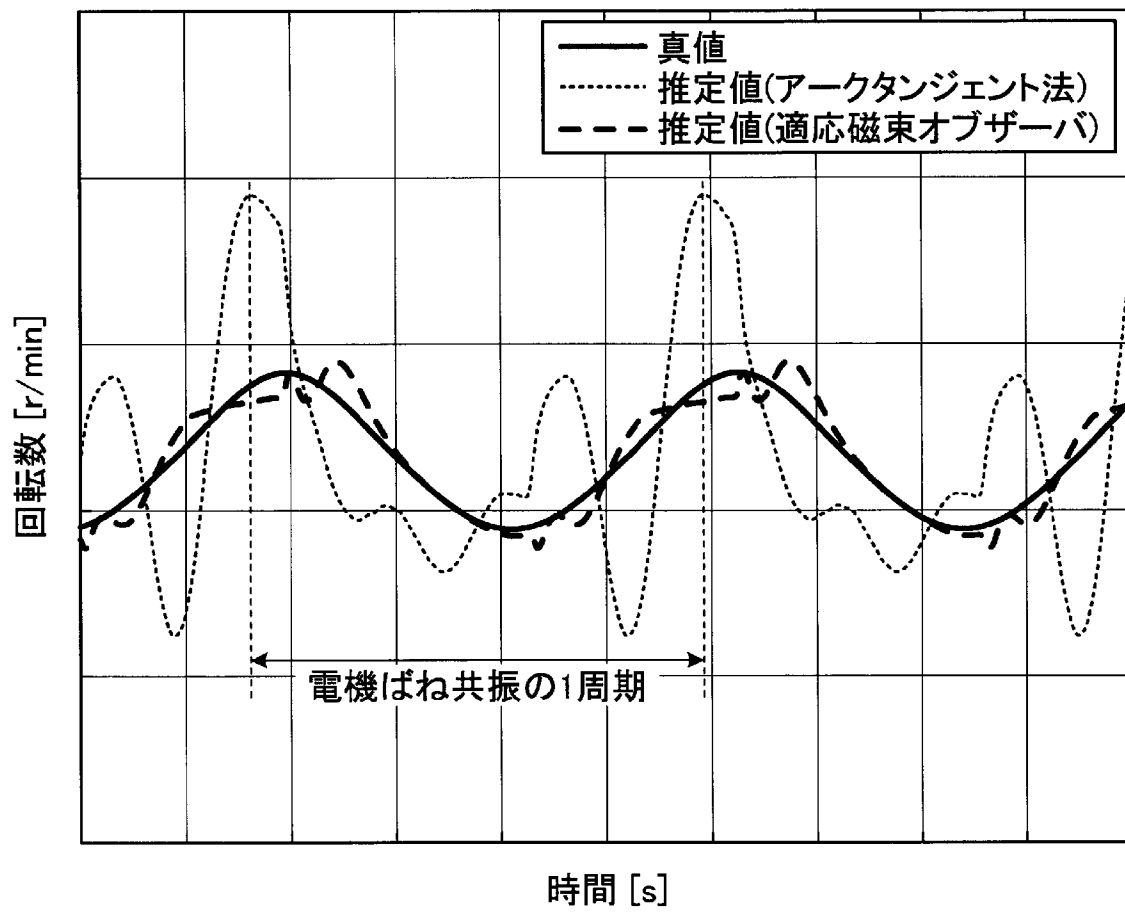
[図13]



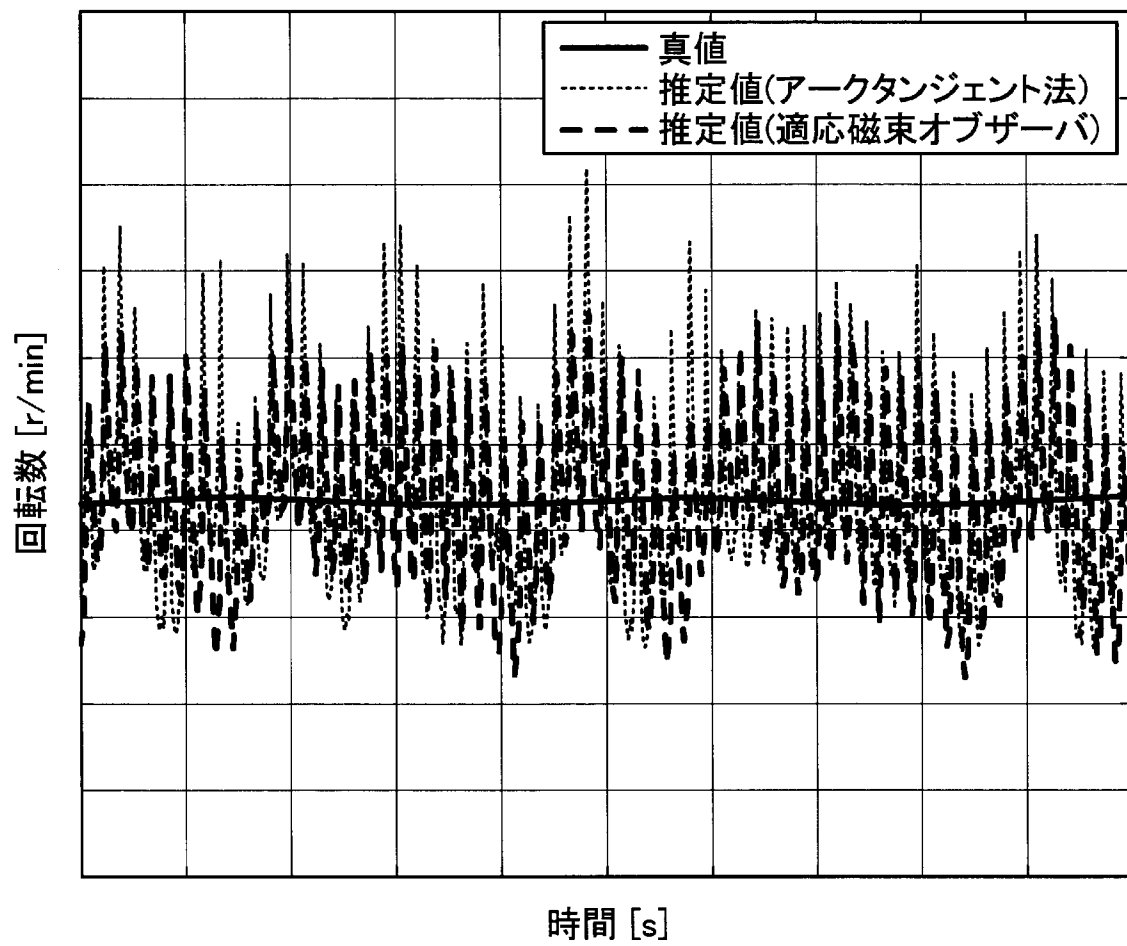
[図14]



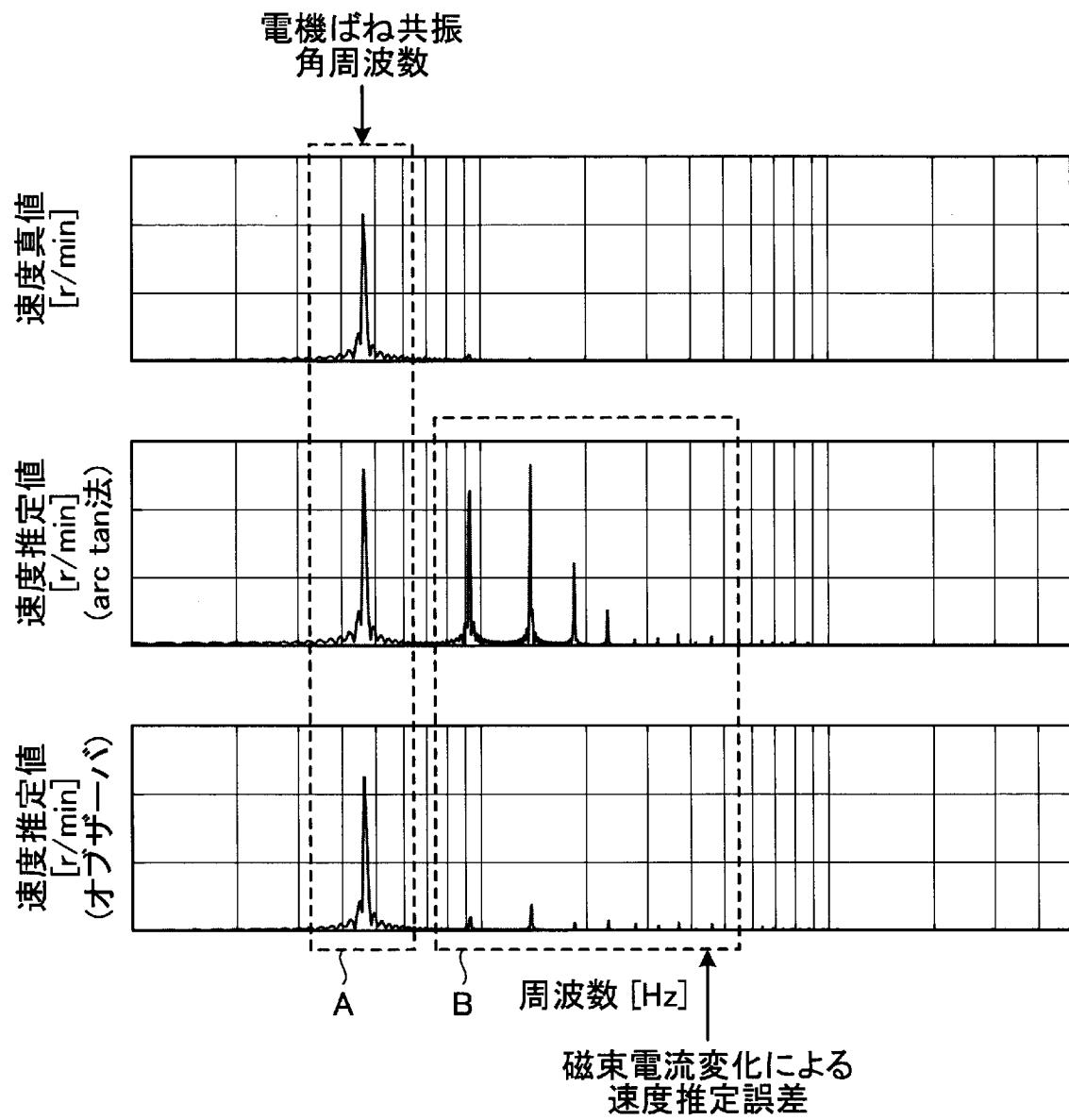
[図15]



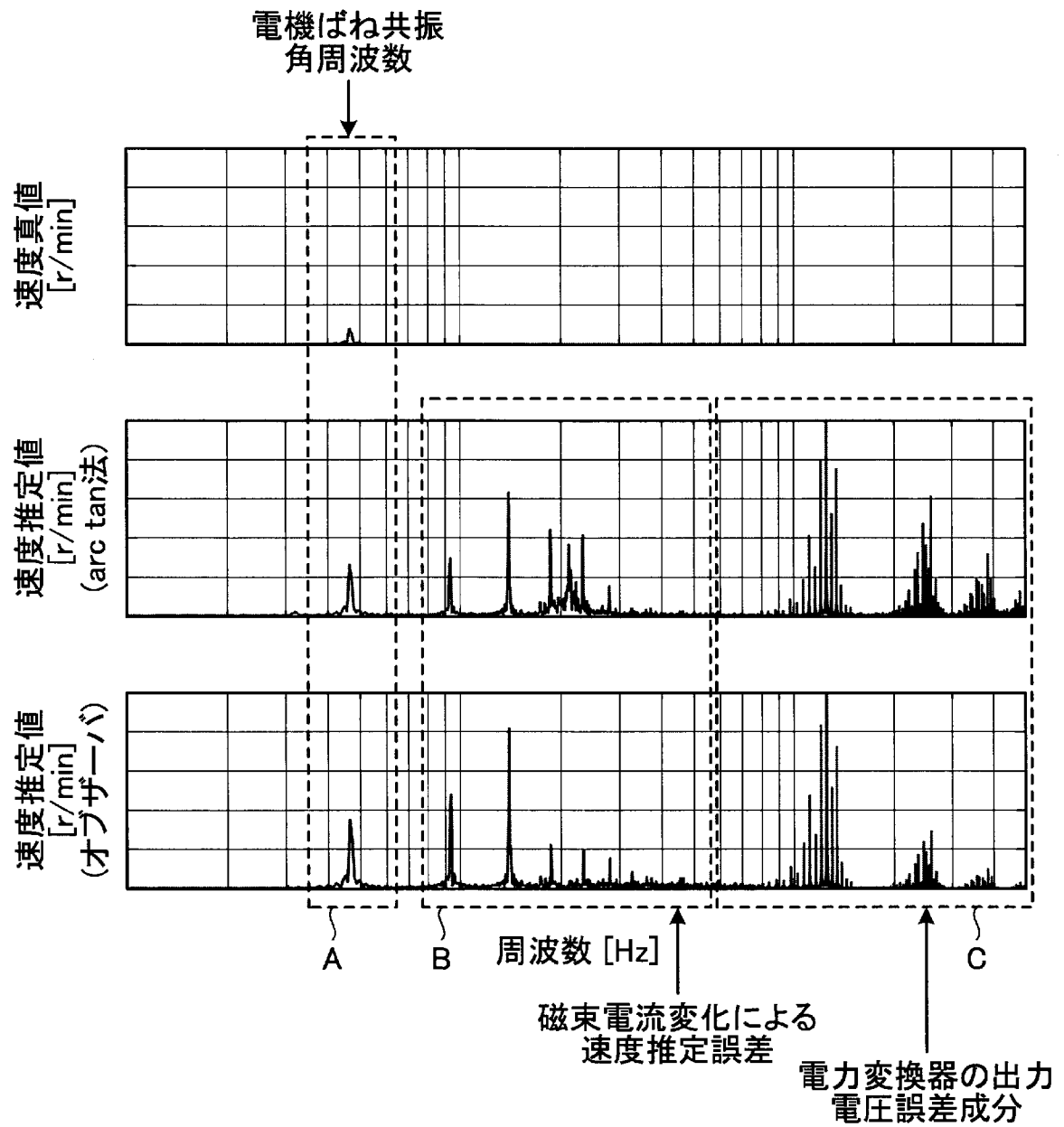
[図16]



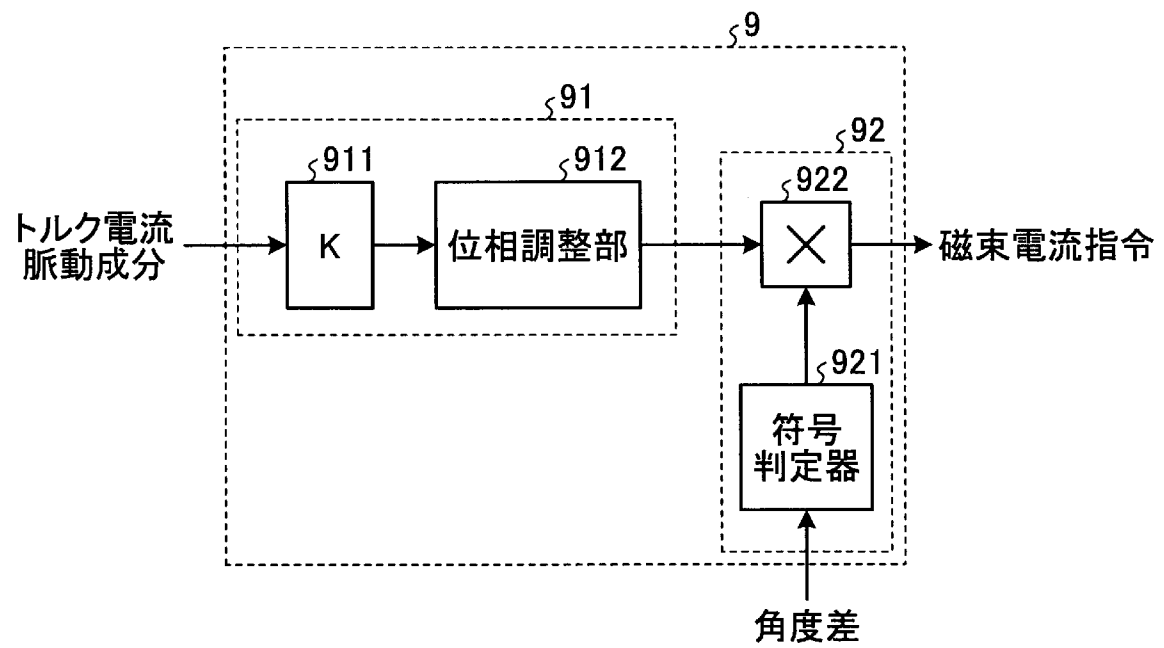
[図17]



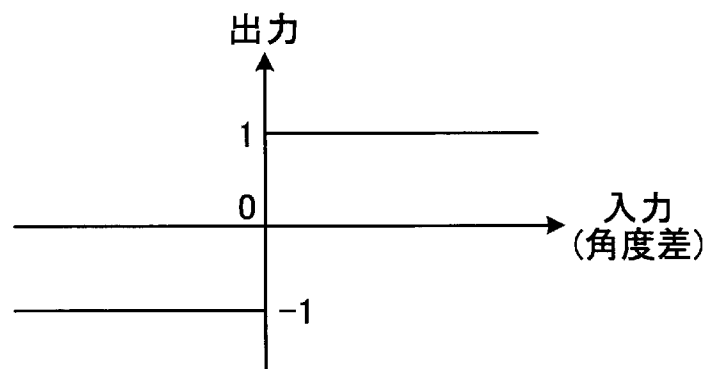
[図18]



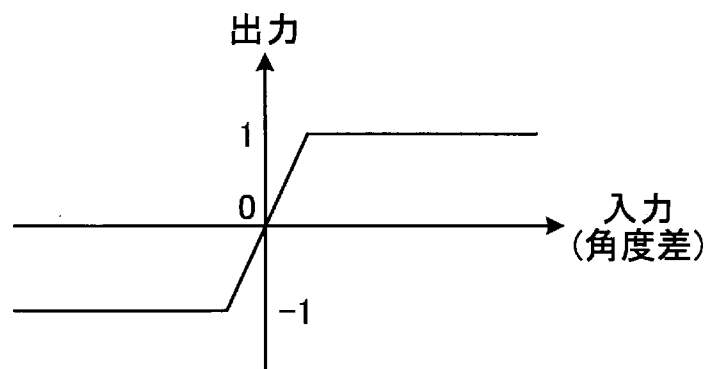
[図19]



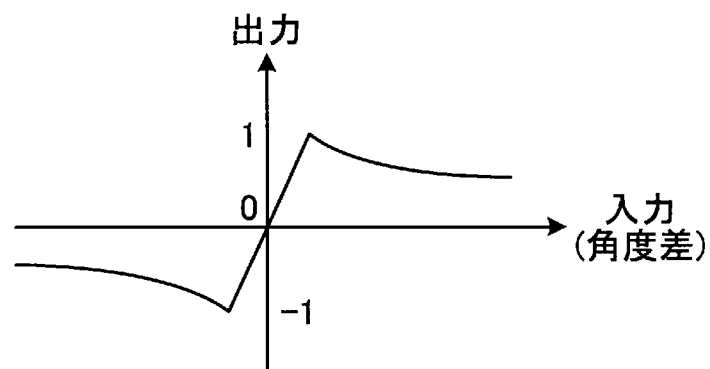
[図20]



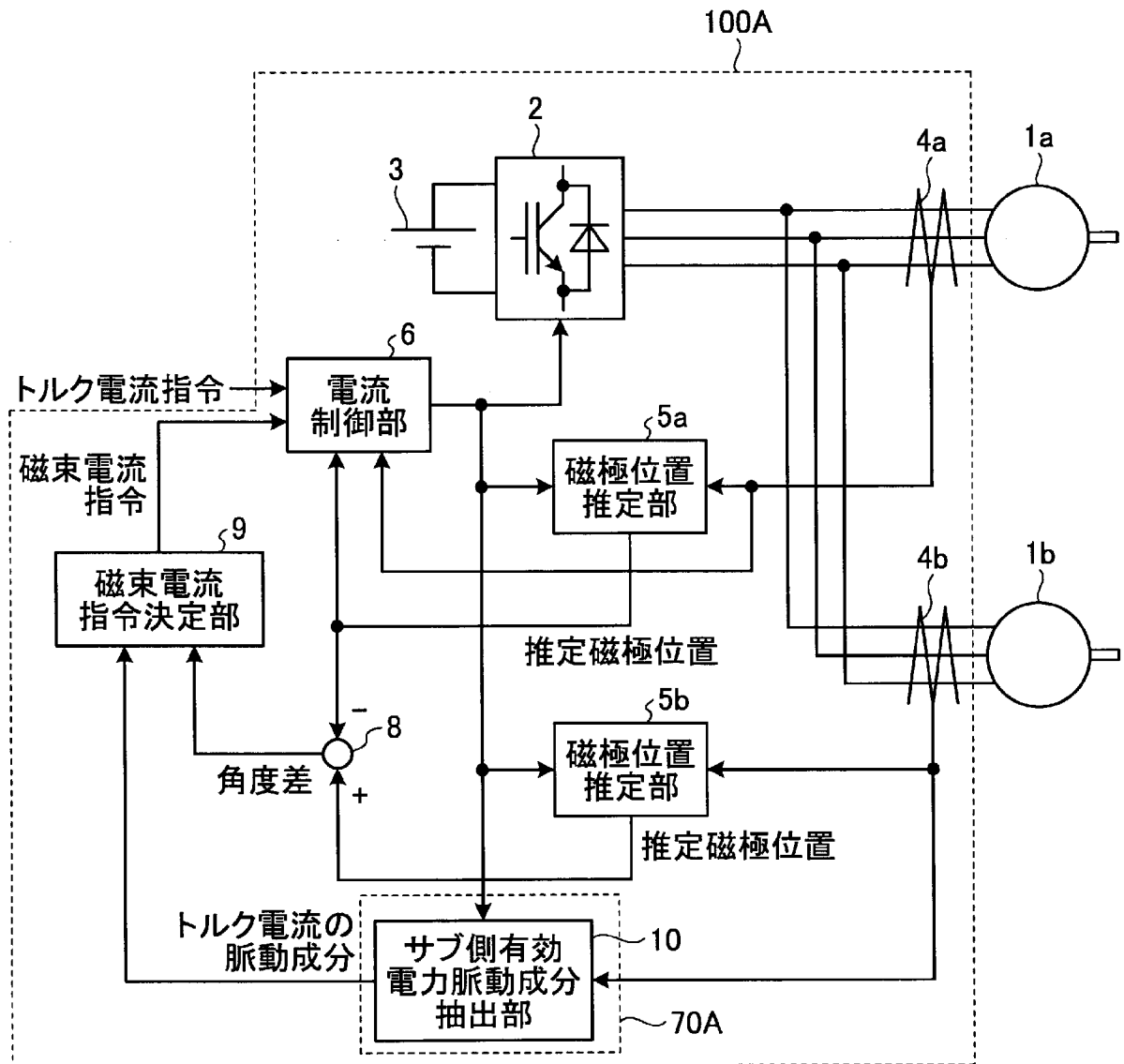
[図21]



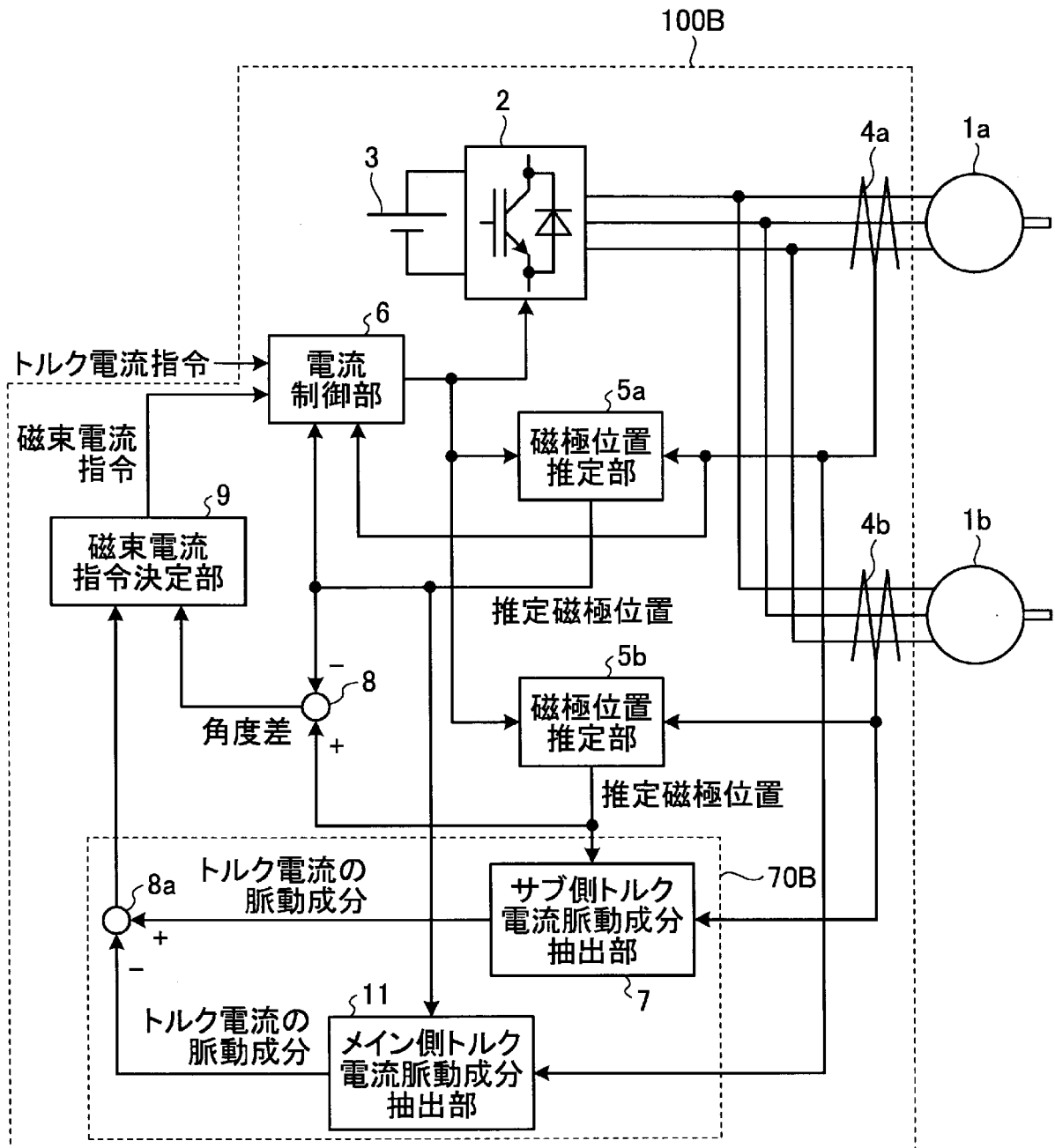
[図22]



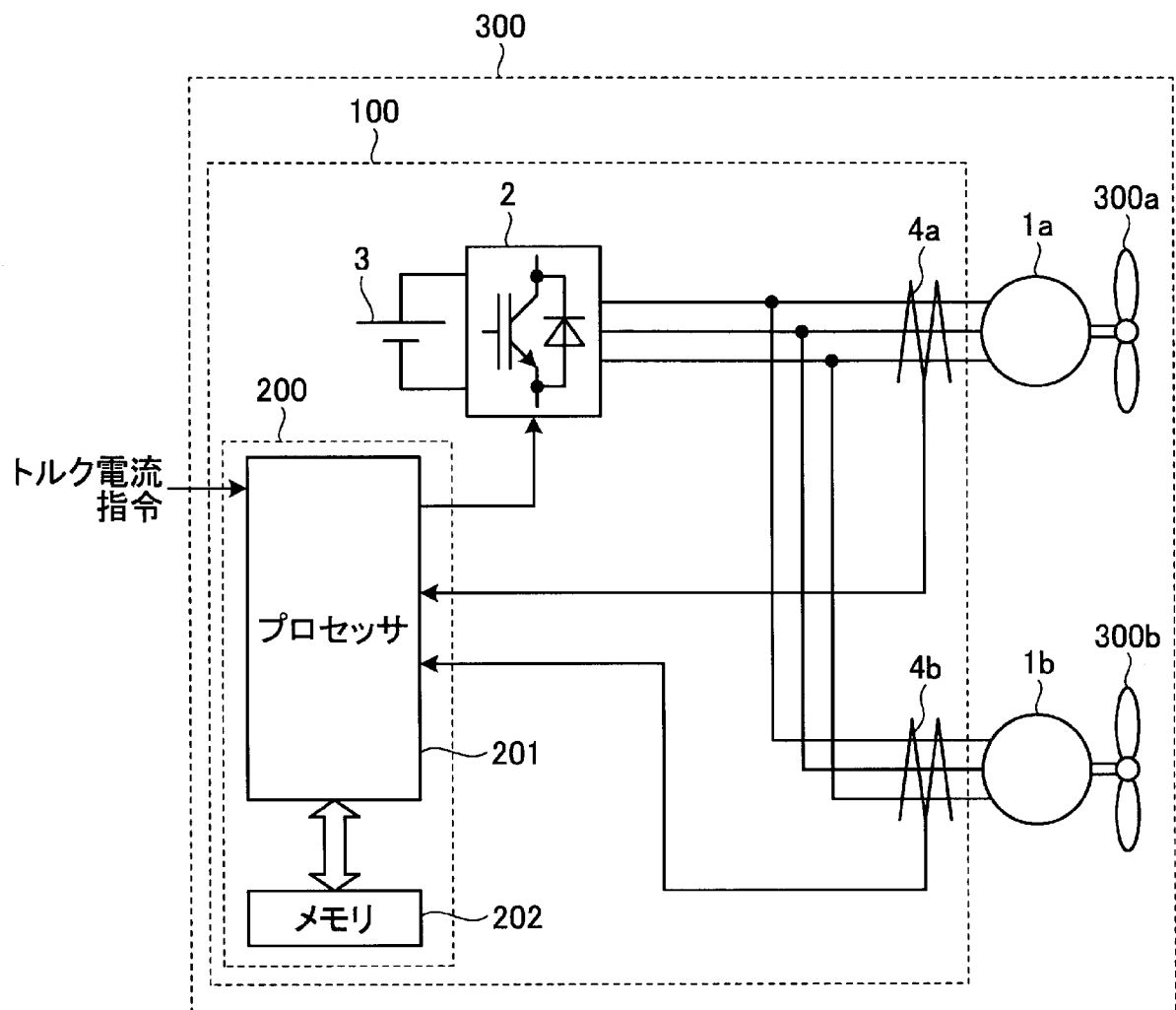
[図23]



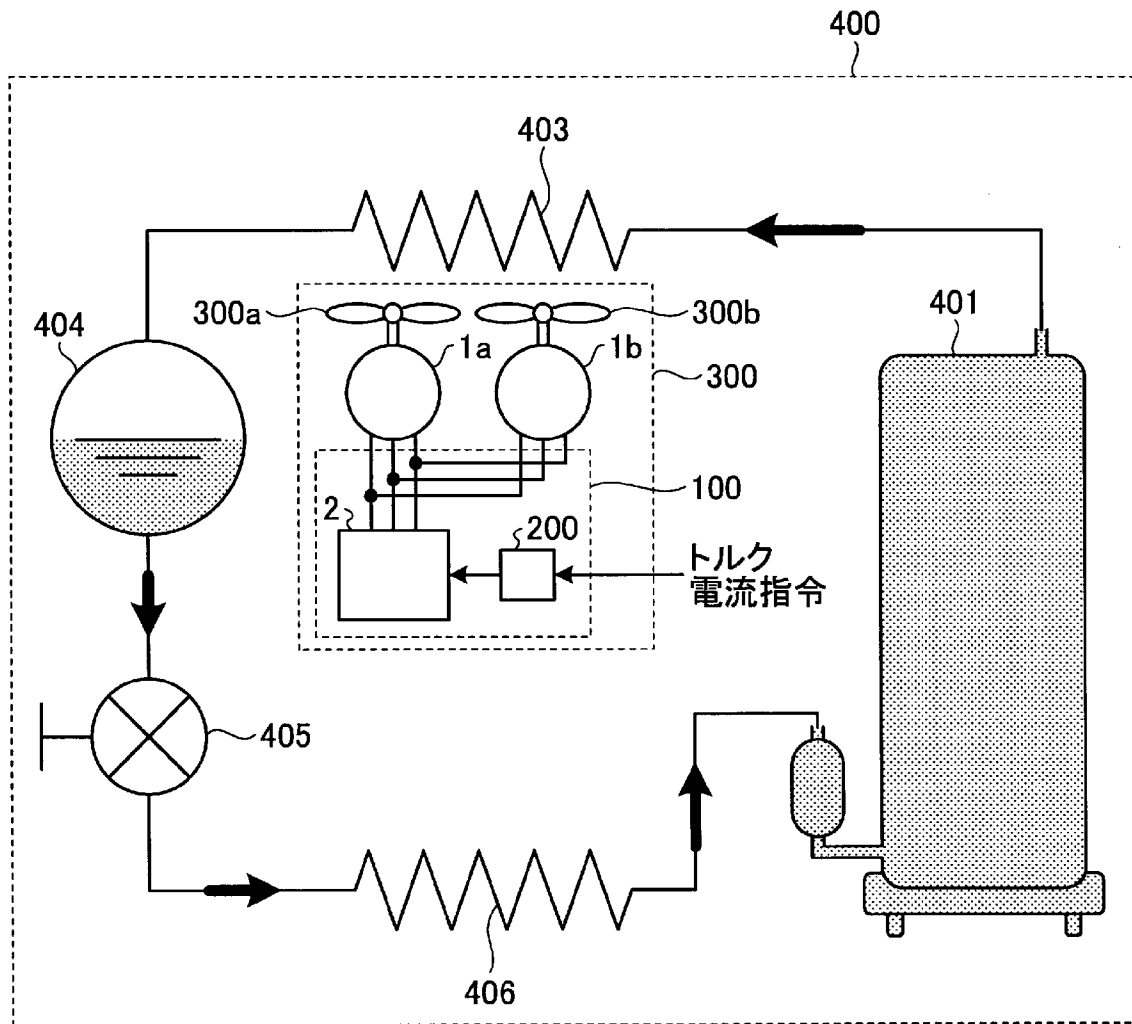
[図24]



[図25]



[図26]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2018/001458

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl. H02P5/46(2006.01)i, H02P5/52(2016.01)i, H02P21/18(2016.01)i, H02P21/22(2016.01)i, H02P21/26(2016.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl. H02P5/46, H02P5/52, H02P21/18, H02P21/22, H02P21/26

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 1971-2018

Registered utility model specifications of Japan 1996-2018

Published registered utility model applications of Japan 1994-2018

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 2003-116293 A (FUJI ELECTRIC CO., LTD.) 18 April 2003, entire text, all drawings (Family: none)	1-15
A	JP 2014-217226 A (TOYO ELECTRIC MFG CO., LTD.) 17 November 2014, entire text, all drawings (Family: none)	1-15
A	JP 2012-196091 A (FUJITSU TELECOM NETWORKS LTD.) 11 October 2012, entire text, all drawings (Family: none)	1-15



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date

“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
30.03.2018

Date of mailing of the international search report
17.04.2018

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office
3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku,
Tokyo 100-8915, Japan

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2018/001458

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2013-141345 A (MITSUBISHI HEAVY INDUSTRIES, LTD.) 18 July 2013, entire text, all drawings & EP 2618480 A2, entire text, all drawings	1-15
A	US 2007/0273310 A1 (AIRBUS FRANCE) 29 November 2007, entire text, all drawings & FR 2899040 A1	1-15

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. H02P5/46(2006.01)i, H02P5/52(2016.01)i, H02P21/18(2016.01)i, H02P21/22(2016.01)i, H02P21/26(2016.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. H02P5/46, H02P5/52, H02P21/18, H02P21/22, H02P21/26

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	1971-2018年
日本国実用新案登録公報	1996-2018年
日本国登録実用新案公報	1994-2018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 2003-116293 A（富士電機株式会社）2003.04.18, 全文、全図（ファミリーなし）	1-15
A	JP 2014-217226 A（東洋電機製造株式会社）2014.11.17, 全文、全図（ファミリーなし）	1-15
A	JP 2012-196091 A（富士通テレコムネットワークス株式会社）2012.10.11, 全文、全図（ファミリーなし）	1-15

☑ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの	「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの	「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）	「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献	「&」 同一パテントファミリー文献
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願	

国際調査を完了した日

30.03.2018

国際調査報告の発送日

17.04.2018

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（ISA/J P）

郵便番号100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

田村 恵里加

3 V

4 6 5 6

電話番号 03-3581-1101 内線 3357

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2013-141345 A (三菱重工業株式会社) 2013. 07. 18, 全文、全図 & EP 2618480 A2, 全文、全図	1-15
A	US 2007/0273310 A1 (AIRBUS FRANCE) 2007. 11. 29, 全文、全図 & FR 2899040 A1	1-15