

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2024年8月2日(02.08.2024)



(10) 国際公開番号

WO 2024/157597 A1

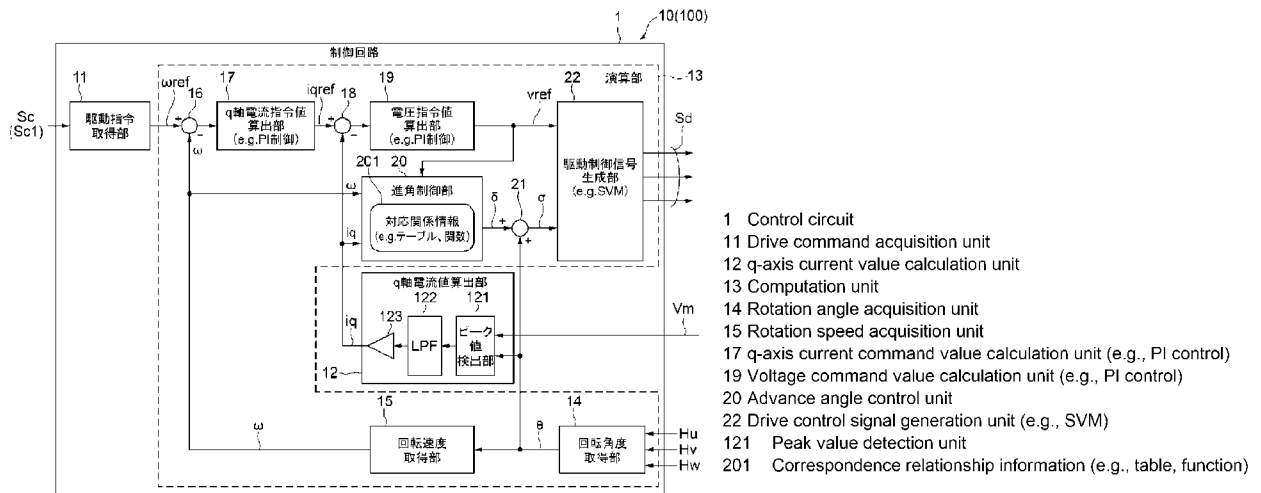
- (51) 国際特許分類:
H02P 21/22 (2016.01) H02P 27/06 (2006.01)
H02P 6/15 (2016.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2023/042357
- (22) 国際出願日: 2023年11月27日(27.11.2023)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2023-008274 2023年1月23日(23.01.2023) JP
- (71) 出願人: ミネベアミツミ株式会社(MINEBEA MITSUMI INC.) [JP/JP]; 〒3890293 長野県北佐久郡御代田町大字御代田 4 1 0 6 - 7 3 Nagano (JP).
- (72) 発明者: 小久保 宏樹(KOKUBO Hiroki); 〒3890293 長野県北佐久郡御代田町大字御代田 4 1 0 6 - 7 3 ミネベアミツミ株式会社

内 Nagano (JP). 戸塚 進士(TOTSUKA Shinji); 〒3890293 長野県北佐久郡御代田町大字御代田 4 1 0 6 - 7 3 ミネベアミツミ株式会社内 Nagano (JP). 土方 英俊(HIJKATA Hidetoshi); 〒3890293 長野県北佐久郡御代田町大字御代田 4 1 0 6 - 7 3 ミネベアミツミ株式会社内 Nagano (JP). 増田 重巳(MASUDA Shigemichi); 〒3890293 長野県北佐久郡御代田町大字御代田 4 1 0 6 - 7 3 ミネベアミツミ株式会社内 Nagano (JP).

- (74) 代理人: アインゼル・フェリックス＝ラインハルト, 外(EINSEL Felix-Reinhard et al.); 〒1000005 東京都千代田区丸の内 1 丁目 6 番 2 号 新丸の内センタービルディング ゾンデルホフ & アインゼル法律特許事務所 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,

(54) Title: MOTOR DRIVE CONTROL DEVICE AND MOTOR DRIVE CONTROL METHOD

(54) 発明の名称: モータ駆動制御装置およびモータ駆動制御方法



(57) Abstract: The present invention reduces a computation load in motor drive control. A motor drive control device (10) is characterized in that a control circuit (1) includes: a q-axis current calculation unit (12) that detects, as a peak value (ip), a phase current which is the closest to a q-axis current obtained when a d-axis current is set to zero, among phase currents (i_u, i_v, i_w) flowing in coils in respective phases, and phase currents ($-i_u, -i_v, -i_w$) obtained by inverting the phases of the phase currents (i_u, i_v, i_w) by 180 degrees, and that, on the basis of an envelope of the peak value (ip), calculates a q-axis current (i_q) when the d-axis current is set to zero; and a computation unit (13) that generates a drive control signal (S_d) by performing vector control computation by using a rotation angle (θ), a rotation speed (ω), a drive command signal (Sc), and the q-axis current (i_q) calculated by the q-axis current calculation unit (12).

CO, CR, CU, CV, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IQ, IR, IS, IT, JM, JO, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MU, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, WS, ZA, ZM, ZW.

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

添付公開書類:

一 国際調査報告 (条約第21条(3))

(57) 要約: モータの駆動制御における演算の負荷を低減する。モータ駆動制御装置(10)において、制御回路(1)は、各相のコイルに流れる相電流(i_u , i_v , i_w)および相電流(i_u , i_v , i_w)の位相を 180° 反転させた相電流($-i_u$, $-i_v$, $-i_w$)のうち、d軸電流をゼロとしたときのq軸電流に最も近い相電流をピーク値(i_p)として検出し、ピーク値(i_p)の包絡線に基づいて、d軸電流をゼロとしたときのq軸電流(i_q)を算出するq軸電流算出部(12)と、q軸電流算出部(12)によって算出したq軸電流(i_q)と、駆動指令信号(S_c)と、回転速度(ω)と、回転角度(θ)とを用いてベクトル制御演算を行うことにより、駆動制御信号(S_d)を生成する演算部(13)と、を含むことを特徴とする。

明 細 書

発明の名称： モータ駆動制御装置およびモータ駆動制御方法

技術分野

[0001] 本発明は、モータ駆動制御装置およびモータ駆動制御方法に関する。

背景技術

[0002] 一般に、ブラシレスDCモータとしての永久磁石同期モータ（PMSM：Permanent Magnet Synchronous Motor）は、回転子の表面に永久磁石を張り付けた表面磁石型同期モータ（SPMSM：Surface Permanent Magnet Synchronous Motor）と回転子の内部に永久磁石を埋め込んだ埋め込み磁石型同期モータ（IPMSM：Interior Permanent Magnet Synchronous Motor）とに大別される。

[0003] 従来、永久磁石同期モータ（PMSM）の駆動制御技術として、ベクトル制御によるモータ駆動制御方法が知られている（例えば、特許文献1参照）。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1：特開2012-130100号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0005] しかしながら、ベクトル制御によるモータ駆動制御方法では、固定座標系と回転座標系との間での座標変換や除算等の複雑な演算を行う必要があり、モータ駆動制御装置としてのマイクロコントローラ等のプログラム処理装置による演算の負荷が大きくなる。そのため、大容量のメモリを搭載し、複雑な演算を高速で処理可能な高性能なマイクロコントローラ等が必要となり、モータ駆動制御装置のコストの増大を招いている。

[0006] 本発明は、上述した課題を解消するためのものであり、モータの駆動制御

における演算の負荷を低減することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0007] 本発明の代表的な実施の形態に係るモータ駆動制御装置は、複数相のコイルを有するモータを駆動するための駆動制御信号を出力する制御回路と、前記制御回路から出力された前記駆動制御信号に基づいて前記モータを駆動する駆動回路と、を備え、前記駆動回路は、前記駆動制御信号に基づいて前記複数相のコイルを駆動するインバータ回路と、前記複数相のコイルに流れる電流を検出し、検出した電流に応じた電流検出信号を出力する電流検出回路と、を含み、前記制御回路は、前記モータの動作の目標状態を指示する値を含む駆動指令信号を取得する駆動指令取得部と、前記電流検出信号と前記モータのロータの回転角度とに基づいて、各相のコイルに流れる相電流および当該各相のコイルに流れる相電流の位相を 180° 反転させた相電流のうち、2相の回転座標系のd軸電流をゼロとしたときの前記2相の回転座標系のq軸電流に最も近い相電流をピーク値として検出し、当該ピーク値の包絡線に基づいて、前記d軸電流をゼロとしたときの前記q軸電流を算出するq軸電流算出部と、前記q軸電流算出部によって算出した前記q軸電流と、前記駆動指令信号と、前記モータのロータの回転速度と、前記ロータの回転角度とを用いてベクトル制御演算を行うことにより、前記駆動制御信号を生成する演算部と、を含むことを特徴とする。

発明の効果

[0008] 本発明の一態様によれば、モータ駆動制御における演算の負荷を低減することが可能となる。

図面の簡単な説明

[0009] [図1]実施の形態1に係るモータ駆動制御装置を備えたモータユニットの構成を示す図である。

[図2]実施の形態1に係るモータ駆動制御装置における制御回路の機能ブロック構成を示す図である。

[図3]3相の固定座標系と2相の回転座標系との関係を示す図である。

[図4] 2相の回転座標系における電流ベクトルを示す図である。

[図5] モータの各相の相電流と q 軸電流の関係を示す図である。

[図6] 正の q 軸電流と相電流の一例を示す図である。

[図7] 負の q 軸電流と相電流の一例を示す図である。

[図8] セクタとピーク値の候補となる相電流との対応関係を示す図である。

[図9] 実施の形態 1 に係るピーク値検出部の構成例を示す図である。

[図10] モータのコイルの印加電圧に対する電流の遅れを説明するための図である。

[図11] 進角値の算出方法を説明するための図である。

[図12] 対応関係情報としての、回転速度と q 軸電流の組み合わせ毎に進角値を対応付けたテーブルの一例を示す図である。

[図13] 実施の形態 1 に係るモータ駆動制御装置による駆動制御信号の生成処理の流れの一例を示すフローチャートである。

[図14] 実施の形態 1 に係る q 軸電流の算出処理（ステップ S 5）の流れの一例を示すフローチャートである。

[図15] 実施の形態 2 に係るモータ駆動制御装置における制御回路の機能ブロック構成を示す図である。

[図16] ロータの回転角度の真値に対する推定値のずれに起因する電流ベクトルのずれを説明するための図である。

[図17] 実施の形態 2 に係る q 軸電流の推定方法の概要を説明するための図である。

[図18A] 実施の形態 2 における、セクタとピーク値の候補となる相電流との対応関係の一例を示す図である。

[図18B] 実施の形態 2 における、セクタとピーク値の候補となる相電流との対応関係の一例を示す図である。

[図19] 実施の形態 2 に係るピーク値検出部の構成例を示す図である。

[図20] 実施の形態 2 における q 軸電流の算出処理（ステップ S 5）の流れの一例を示すフローチャートである。

[図21]実施の形態3に係るモータ駆動制御装置における制御回路の機能ブロック構成を示す図である。

[図22]2相の回転座標系における電流ベクトルと電圧ベクトルとの関係を示す図である。

[図23]実施の形態3に係るピーク値検出部の構成例を示す図である。

[図24]実施の形態3に係るq軸電流の推定方法の概要を説明するための図である。

[図25A]実施の形態3における、セクタとピーク値の候補となる相電流との対応関係の一例を示す図である。

[図25B]実施の形態3における、セクタとピーク値の候補となる相電流との対応関係の一例を示す図である。

発明を実施するための形態

[0010] 1. 実施の形態の概要

先ず、本願において開示される発明の代表的な実施の形態について概要を説明する。なお、以下の説明では、一例として、発明の構成要素に対応する図面上の参照符号を、括弧を付して記載している。

[0011] [1] 本発明の代表的な実施の形態に係るモータ駆動制御装置(10, 10A, 10B)は、複数相のコイル(L_u , L_v , L_w)を有するモータ(3)を駆動するための駆動制御信号(S_d)を出力する制御回路(1, 1A, 1B)と、前記制御回路から出力された前記駆動制御信号に基づいて前記モータを駆動する駆動回路(2)と、を備え、前記駆動回路は、前記駆動制御信号に基づいて前記複数相のコイルを駆動するインバータ回路(2a)と、前記複数相のコイルに流れる電流を検出し、検出した電流に応じた電流検出信号(V_m)を出力する電流検出回路(2c)と、を含み、前記制御回路は、前記モータの動作の目標状態を指示する値を含む駆動指令信号(S_c , S_{c1})を取得する駆動指令取得部(11)と、前記電流検出信号と前記モータのロータ(31)の回転角度とに基づいて、各相のコイルに流れる相電流(i_u , i_v , i_w)および当該各相のコイルに流れる相電流の位相を1

80° 反転させた相電流 ($-i_u$, $-i_v$, $-i_w$) のうち、2相の回転座標系のd軸電流をゼロとしたときの前記2相の回転座標系のq軸電流に最も近い相電流をピーク値 (i_p) として検出し、当該ピーク値の包絡線に基づいて、前記d軸電流をゼロとしたときの前記q軸電流 (i_q) を算出するq軸電流算出部 (12, 12A, 12B) と、前記q軸電流算出部によって算出した前記q軸電流と、前記駆動指令信号と、前記モータのロータの回転速度と、前記ロータの回転角度とを用いてベクトル制御演算を行うことにより、前記駆動制御信号を生成する演算部 (13) と、を含むことを特徴とする。

[0012] 〔2〕上記〔1〕に記載のモータ駆動制御装置において、前記ロータの回転に応じた電気角の範囲を複数に分割したセクタ ($| -V |$) 毎に前記ピーク値の候補となる相電流が対応付けられた対応関係情報 (128, 128A__1, 128A__2, 128B__1, 128B__2) が前記制御回路に記憶され、前記q軸電流算出部は、前記ロータの回転角度と前記電流検出信号とに基づいて、前記2相の回転座標系における電流ベクトルの位相を検出するとともに、前記電流ベクトルの位相が属する前記セクタを特定し、前記対応関係情報に基づいて、特定した前記セクタに対応付けられた候補の相電流を選択し、選択した相電流を前記ピーク値としてもよい。

[0013] 〔3〕上記〔2〕に記載のモータ駆動制御装置 (10A, 10B) において、前記q軸電流算出部 (12A, 12B) は、前記セクタに前記ピーク値の候補となる相電流が複数対応付けられている場合に、複数の候補の相電流の大きさの絶対値を比較し、前記絶対値がもっとも大きい相電流を前記ピーク値としてもよい。

[0014] 〔4〕上記〔2〕または〔3〕に記載のモータ駆動制御装置 (10, 10A) において、前記q軸電流算出部 (12, 12A) は、前記ロータの回転角度 (θ) に $\pi/2$ を加算した回転角度を前記電流ベクトルの位相としてもよい。

[0015] 〔5〕上記〔2〕または〔3〕に記載のモータ駆動制御装置 (10B) に

において、前記 q 軸電流算出部（12B）は、前記ロータの回転角度に基づいて算出した、前記 2 相の回転座標系における電圧ベクトルの位相（ σ ）に基づいて、前記電流ベクトルの位相を検出してもよい。

[0016] [6] 上記〔1〕乃至〔5〕の何れかに記載のモータ駆動制御装置において、前記 q 軸電流算出部（12、12A、12B）は、前記ロータの回転角度と前記電流検出信号とに基づいて前記ピーク値を検出するピーク値検出部（121、121A、121B）と、前記ピーク値検出部によって検出された前記ピーク値が入力されるローパスフィルタ（122）と、前記ローパスフィルタから出力された値に所定値を乗算し、前記 q 軸電流として出力する乗算部（123）と、を含んでもよい。

[0017] [7] 上記〔6〕に記載のモータ駆動制御装置において、前記所定値は、 $\pi/3$ であってもよい。

[0018] [8] 上記〔2〕に記載のモータ駆動制御装置において、前記セクタは、 0° から 360° までの電気角の範囲を 60° 毎に分割した範囲であってもよい。

[0019] [9] 本発明の代表的な一実施の形態に係るモータ駆動制御方法は、複数相のコイルを有するモータの動作の目標状態を指示する値を含む駆動指令信号を取得する第 1 ステップ（S1）と、前記複数相のコイルに流れる電流を検出する第 2 ステップ（S4）と、前記第 2 ステップにおいて検出した電流と前記モータのロータの回転角度とに基づいて、各相のコイルに流れる相電流および当該各相のコイルに流れる相電流の位相を 180° 反転させた相電流のうち、2 相の回転座標系の d 軸電流をゼロとしたときの前記 2 相の回転座標系の q 軸電流に最も近い相電流をピーク値として検出し、当該ピーク値の包絡線に基づいて、前記 d 軸電流をゼロとしたときの前記 q 軸電流を算出する第 3 ステップ（S5）と、前記第 1 ステップにおいて取得した前記駆動指令信号と、前記第 3 ステップにおいて算出した前記 q 軸電流と、前記モータのロータの回転速度と、前記ロータの回転角度とを用いてベクトル制御演算を行うことにより、前記モータを駆動させるための駆動制御信号を生成す

る第4ステップ（S6～S9）と、を含む。

[0020] 2. 実施の形態の具体例

以下、本発明の実施の形態の具体例について図を参照して説明する。なお、以下の説明において、各実施の形態において共通する構成要素には同一の参照符号を付し、繰り返しの説明を省略する。

[0021] 《実施の形態1》

図1は、実施の形態1に係るモータ駆動制御装置10を備えたモータユニット100の構成を示す図である。

[0022] 図1に示すように、モータユニット100は、モータ3と、モータ3の回転を制御するモータ駆動制御装置10と、を備えている。モータユニット100は、例えばファン等の、モータを駆動源として用いる種々の機器に適用することができる。

[0023] モータ3は、例えば、永久磁石同期モータ（PMSM）である。本実施の形態において、モータ3は、例えば、3相のコイル L_u 、 L_v 、 L_w を有する表面磁石型同期モータ（SPMSM）である。コイル L_u 、 L_v 、 L_w は、例えば、互いにY結線されている。

[0024] モータ駆動制御装置10は、例えば、モータ3に正弦波駆動信号を与えることにより、モータ3の3相のコイル L_u 、 L_v 、 L_w に周期的に正弦波状の相電流を流してモータ3のロータ31を回転させる（図3参照）。

[0025] モータ駆動制御装置10は、制御回路1と駆動回路2とを有している。

なお、図1に示されているモータ駆動制御装置10の構成要素は、全体の一部であり、モータ駆動制御装置10は、図1に示されたものに加えて、他の構成要素を有していてもよい。

[0026] 駆動回路2は、後述する制御回路1から出力された駆動制御信号 S_d に基づいてモータ3を駆動する。駆動回路2は、例えば、インバータ回路2a、ブリッド回路2b、および電流検出回路2cを有する。

[0027] インバータ回路2aは、直流電源 V_{cc} とグラウンド電位との間に配置され、入力された駆動制御信号 S_d に基づいて、負荷としてのモータ3の複数

相のコイル L_u , L_v , L_w を駆動する回路である。具体的には、実施の形態1において、インバータ回路2aは、直列に接続された2つの駆動用トランジスタを含むスイッチングレグを3つ有し、入力された駆動制御信号 S_d に基づいて、2つの駆動用トランジスタが交互にオン・オフ動作（スイッチング動作）を行うことにより、負荷としてのモータ3を駆動する。

[0028] より具体的には、インバータ回路2aは、モータ3のU相、V相、およびW相にそれぞれ対応するスイッチングレグを有する。図1に示すように、各相に対応するスイッチングレグは、直流電源 V_{cc} とグラウンド電位との間に電流検出回路2cを介して直列に接続された2つの駆動用トランジスタ Q_1 と Q_2 , Q_3 と Q_4 , Q_5 と Q_6 を有している。

[0029] ここで、駆動用トランジスタ Q_1 , Q_3 , Q_5 は、例えば、Nチャネル型のMOSFETであり、駆動用トランジスタ Q_2 , Q_4 , Q_6 は、例えば、Nチャネル型のMOSFETである。なお、駆動用トランジスタ $Q_1 \sim Q_6$ は、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) 等の他の種類のトランジスタであってもよい。

[0030] 例えば、U相に対応するスイッチングレグは、互いに直列に接続された駆動用トランジスタ Q_1 , Q_2 を有する。駆動用トランジスタ Q_1 と駆動用トランジスタ Q_2 とが共通に接続される点は、負荷としてのコイル L_u の一端に接続されている。V相に対応するスイッチングレグは、互いに直列に接続された駆動用トランジスタ Q_3 , Q_4 を有する。駆動用トランジスタ Q_3 と駆動用トランジスタ Q_4 とが共通に接続される点は、負荷としてのコイル L_v の一端に接続されている。W相に対応するスイッチングレグは、互いに直列に接続された駆動用トランジスタ Q_5 , Q_6 を有する。駆動用トランジスタ Q_5 と駆動用トランジスタ Q_6 とが共通に接続される点は、負荷としてのコイル L_w の一端に接続されている。

[0031] プリドライブ回路2bは、制御回路1から出力された駆動制御信号 S_d に基づいて、インバータ回路2aを駆動するための駆動信号を生成する。

[0032] 駆動制御信号 S_d は、モータ3の駆動を制御するための信号であり、例え

ばPWM (Pulse Width Modulation) 信号である。具体的には、駆動制御信号S dは、インバータ回路2 aを構成する各駆動用トランジスタのオン／オフの状態によって定まるモータ3のコイルL u, L v, L wの通電パターンを切り替えるための信号である。より具体的には、駆動制御信号S dは、インバータ回路2 aの各駆動用トランジスタQ 1～Q 6に対応する6種類のPWM信号を含む。

[0033] プリドライブ回路2 bは、制御回路1から供給された駆動制御信号S dとしての6種類のPWM信号に基づいて、インバータ回路2 aの各駆動用トランジスタQ 1～Q 6の制御電極（ゲート電極）を駆動するのに十分な電力を供給可能な6種類の駆動信号V u h, V u l, V v h, V v l, V w h, V w lを生成する。

[0034] これらの駆動信号V u h, V u l, V v h, V v l, V w h, V w lがインバータ回路2 aの各駆動用トランジスタQ 1～Q 6の制御電極（ゲート電極）に入力されることにより、各駆動用トランジスタQ 1～Q 6がオン・オフ動作（スイッチング動作）を行う。例えば、各相に対応するスイッチングレグの上側アームの駆動用トランジスタQ 1, Q 3, Q 5と下側アームの駆動用トランジスタQ 2, Q 4, Q 6は、交互にオン・オフ動作を行う。これにより、モータ3の各相に直流電源V c cから電力が供給され、モータ3が回転する。

[0035] なお、制御回路1が駆動信号V u h, V u l, V v h, V v l, V w h, V w lを生成できる場合には、駆動回路2は、プリドライブ回路2 bを有していなくてもよい。

[0036] 電流検出回路2 cは、モータ3の複数相のコイルL u, L v, L wに流れる電流を検出するための回路である。電流検出回路2 cは、各相のコイルL u, L v, L wに流れる電流（相電流）i u, i v, i wを検出し、検出した電流に応じた電流検出信号V mを出力する。

[0037] 電流検出回路2 cは、例えば、インバータ回路2 aと直列に接続され、電流検出信号V mとして、コイルL u, L v, L wの相電流i u, i v, i w

を示す信号を出力する。

[0038] 具体的には、電流検出回路 2 c は、例えば、電流検出素子としての少なくとも一つの抵抗（シャント抵抗）を含む。シャント抵抗は、例えば、直流電源 V_{cc} とグラウンド電位との間にインバータ回路 2 a と直列に接続されている（1 シャント方式）。実施の形態 1 において、電流検出回路 2 c としてのシャント抵抗は、例えば、インバータ回路 2 a の負側（グラウンド側）に接続されている。電流検出回路 2 c は、モータ 3 のコイル L_u , L_v , L_w の相電流 i_u , i_v , i_w を上記抵抗によって電圧に変換し、その電圧を電流検出信号 V_m として制御回路 1 に入力する。これにより、電流検出信号 V_m は、コイル L_u , L_v , L_w の相電流 i_u , i_v , i_w を示す信号となる。

[0039] 位置センサ 4 は、モータ 3 のロータ 3 1 の回転位置を検出するための装置である。位置センサ 4 は、ロータ 3 1 の回転位置に応じた信号を出力する。位置センサ 4 は、例えば、ホール素子である。図 1 には、一例として、モータ 3 の U 相、V 相、および W 相毎に、位置センサ 4 u, 4 v, 4 w としてのホール素子が設けられた場合が示されている。以下、位置センサ 4 u, 4 v, 4 w を「ホール素子 4 u, 4 v, 4 w」とも称する。

[0040] ホール素子 4 u, 4 v, 4 w は、例えば、互いに略等間隔（例えば、隣り合うものと 120 度の間隔）にモータ 3 のロータ（回転子）3 1 の周囲に配置されている。ホール素子 4 u, 4 v, 4 w は、それぞれ、ロータ 3 1 の磁極を検出し、ロータ 3 1 の回転に応じて電圧が変化するホール信号を回転位置検出信号 H_u , H_v , H_w として出力する。回転位置検出信号 H_u , H_v , H_w は、制御回路 1 に入力される。

[0041] なお、制御回路 1 には、このようなホール信号に代えて、モータ 3 のロータ 3 1 の回転位置に対応する他の信号が回転位置検出信号として入力されるように構成されていてもよい。例えば、エンコーダやレゾルバ等を設け、その検出信号が制御回路 1 に入力されるようにしてもよい。

[0042] 制御回路 1 は、例えば、外部から入力される、モータ 3 の動作の目標状態

を指示する駆動指令信号 S_c に基づいて、モータ 3 を駆動させるための駆動制御信号 S_d を生成し、モータ 3 の駆動を制御する。具体的には、制御回路 1 は、電流検出回路 2 c からの電流検出信号 V_m 、および位置センサ 4 u, 4 v, 4 w からの回転位置検出信号 H_u , H_v , H_w に基づいて、モータ 3 のロータ 3 1 の回転速度やトルク等の情報を得ることでモータ 3 の回転状態を監視するとともに、モータ 3 が駆動指令信号 S_c によって指定された動作状態となるように駆動制御信号 S_d を生成して、駆動回路 2 に与える。

[0043] 実施の形態 1 において、制御回路 1 は、例えば、CPU 等のプロセッサと、RAM, ROM 等の各種記憶装置と、カウンタ（タイマ）、A/D 変換回路、D/A 変換回路、クロック発生回路、および入出力 I/F 回路等の周辺回路とが、バスや専用線を介して互いに接続された構成を有するプログラム処理装置（例えばマイクロコントローラ）である。

[0044] なお、モータ駆動制御装置 10 において、制御回路 1 と駆動回路 2 がそれぞれ個別の集積回路装置として夫々パッケージ化されていてもよいし、制御回路 1 の少なくとも一部と駆動回路 2 の少なくとも一部とが一つの集積回路装置（IC）としてパッケージ化されていてもよい。

[0045] 図 2 は、実施の形態 1 に係るモータ駆動制御装置 10 における制御回路 1 の機能ブロック構成を示す図である。

[0046] 図 2 に示すように、制御回路 1 は、駆動制御信号 S_d を生成するための機能ブロックとして、駆動指令取得部 1 1、q 軸電流算出部 1 2、および演算部 1 3 を有する。

[0047] これらの機能ブロックは、例えば、制御回路 1 としてのプログラム処理装置において、プロセッサが、メモリに記憶されたプログラムに従って各種演算処理を実行するとともに、カウンタや A/D 変換回路等の周辺回路を制御することによって実現される。なお、これらの機能ブロックのうち少なくとも一部が専用のハードウェアロジック回路によって実現されていてもよい。

[0048] 駆動指令取得部 1 1 は、外部から駆動指令信号 S_c を受信し、受信した駆動指令信号 S_c を解析することにより、駆動指令信号 S_c で指定されたモータ

タ 3 の目標となる動作状態を指定する値を取得する。

[0049] 駆動指令信号 S_c は、モータ 3 の動作の目標状態を指示する値を含む。駆動指令信号 S_c は、例えば、モータ駆動制御装置 10 の外部に設けられた、モータユニット 100 を制御するための上位装置から出力される信号である。

[0050] 実施の形態 1 において、駆動指令信号 S_c は、例えば、モータ 3 のロータの回転速度を指定する速度指令信号 S_{c1} である。駆動指令信号 S_c は、モータ 3 のロータの目標となる回転速度（目標回転速度）の値 ω_{ref} を含んでいる。以下、実施の形態 1 では、駆動指令信号 S_c が速度指令信号 S_{c1} であるとして説明する。

[0051] 速度指令信号 S_{c1} は、例えば、指定する目標回転速度 ω_{ref} に応じたデューティ比を有する PWM 信号である。駆動指令取得部 11 は、例えば、速度指令信号 S_{c1} としての PWM 信号のデューティ比を計測し、計測したデューティ比に応じた回転速度を目標回転速度 ω_{ref} として出力する。

[0052] q 軸電流算出部 12 は、モータ 3 のコイル L_u , L_v , L_w の相電流 i_u , i_v , i_w に基づいて、2 相の回転座標系の q 軸電流を算出する機能部である。

[0053] q 軸電流算出部 12 は、従来のモータのベクトル制御における演算の負荷を低減するために、簡易的な手法によって q 軸電流を算出し、駆動制御信号 S_d を生成する。以下、q 軸電流の算出方法について説明する。

[0054] 先ず、実施の形態 1 に係るモータ駆動制御装置 10 によるベクトル制御における座標系について説明する。

[0055] 図 3 は、3 相（U, V, W）の固定座標系と 2 相（d, q）の回転座標系との関係を示す図である。

[0056] 図 3 に示すように、U-V-W 軸は 3 相の固定座標系であり、d-q 軸は 2 相の回転座標系である。一般に、モータのベクトル制御において、2 相（d, q）の回転座標系における d 軸をロータとしての永久磁石の磁束方向（N 極方向）とし、q 軸を d 軸から正方向に 90 度（ $\pi/2$ ）進んだ方向とす

る。

このように q 軸および d 軸の方向を設定した場合、図 3 に示すように、回転角度取得部 14 によって計測されるロータ 31 の回転角度 θ は、d 軸の回転角度となり、例えば、3 相 (U, V, W) の固定座標系における U 軸と d 軸とのなす角となる。

[0057] 一般に、永久磁石同期モータ (PMSM) のトルクは、以下の式で表されることが知られている。

[0058] [数1]

$$T_e = P(\Psi i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \cdots (1)$$

[0059] 上記式 (1) において、 T_e は発生トルク、 P は極対数、 Ψ は永久磁石 (ロータ) の磁束、 L_d は d 軸インダクタンス、 L_q は q 軸インダクタンス、 i_d は d 軸電流、 i_q は q 軸電流、 Ψi_q はマグネットトルク、“ $(L_d - L_q) i_d i_q$ ” はリラクタンストルクである。

[0060] ここで、モータ 3 が表面磁石型同期モータ (SPMSM) である場合、d 軸インダクタンス L_d と q 軸インダクタンス L_q とが等しい ($L_d = L_q$) ため、リラクタンストルクが発生しない。したがって、式 (1) から理解されるように、d 軸電流 i_d をゼロにしたときに、モータ 3 の効率を最大にすることができる。

[0061] 次に、モータ 3 の各相の相電流と 2 相の回転座標系の q 軸電流との関係について説明する。

[0062] 図 4 は、2 相 (d, q) の回転座標系における電流ベクトル i を示す図である。

[0063] 2 相 (d, q) の回転座標系の電流ベクトル i は、d 軸電流の成分と q 軸電流の成分とによって構成される。d 軸電流をゼロとした場合、電流ベクトル i は q 軸電流のベクトルと一致する。図 3 に示すように、ロータ 31 が正回転する場合、q 軸電流が正となる。

[0064] 一方、ロータ 31 が逆回転する場合、q 軸電流が負となる。すなわち、逆回転時の電流ベクトルの位相は、正回転時の電流ベクトルに対して位相が 1

80° (π) ずれる。換言すれば、ロータ 31 を逆回転させる場合には、q 軸電流を負にする必要がある。また、q 軸電流をゼロまたは微小に制御する場合も、電圧変動や負荷変動などに起因するノイズの影響によって q 軸電流が負となる場合がある。

[0065] ここで、q 軸電流をゼロまたは微小に制御する場合とは、例えば、空転している状態のモータをブレーキをかけずに始動する制御（ウィンドミル始動）や、非常に低速でモータを回転させる場合等である。

[0066] 図 5 は、モータ 3 の各相の相電流 i_u , i_v , i_w と q 軸電流の関係を示す図である。

図 5 において、横軸は時間、縦軸は電流をそれぞれ表している。

[0067] 図 5 に示すように、モータ 3 を正弦波駆動したとき、モータ 3 の各相のコイルの相電流 i_u , i_v , i_w は、例えば、互いに位相が 120 度ずれた正弦波状の波形となる。

[0068] 上述したように、モータの効率を最大にするためには、d 軸電流 i_d をゼロにする。d 軸電流 i_d がゼロのとき、図 5 に示すように、q 軸電流 i_q は、モータ 3 の各相のコイル L_u , L_v , L_w の相電流 i_u , i_v , i_w の振幅と略一致する。

[0069] ここで、ロータ 31 が正回転している場合には、q 軸電流が正となる。この場合、図 5 に示すように、q 軸電流は、モータ 3 の各相のコイル L_u , L_v , L_w の相電流 i_u , i_v , i_w の正側の振幅と略一致する。一方、ロータ 31 を逆回転させる場合等においては、q 軸電流が負となる。この場合、図 5 に示すように、q 軸電流は、モータ 3 の各相のコイル L_u , L_v , L_w の相電流 i_u , i_v , i_w の正側の振幅ではなく、負側の振幅と略一致する。

[0070] そこで、実施の形態 1 に係るモータ駆動制御装置 10 は、各相のコイル L_u , L_v , L_w に流れる相電流 i_u , i_v , i_w と相電流 i_u , i_v , i_w の極性を反転させた（-1 を乗算した）相電流 $-i_u$, $-i_v$, $-i_w$ とに基づいて、d 軸電流 i_d がゼロのときの q 軸電流を推定する。

[0071] 図6は、正のq軸電流と相電流の一例を示す図である。

[0072] 図6の紙面上段には、 0° から 360° までの電気角の範囲を複数に分割した範囲である“セクタ”が示されている。図6の紙面中段には、各相の相電流 i_u , i_v , i_w と各相の相電流 i_u , i_v , i_w の位相を 180° 反転させた (-1 をかけた) 相電流 $-i_u$, $-i_v$, $-i_w$ が示されている。図6の紙面下段には、正のq軸電流 i_q と、複数相のコイル L_u , L_v , L_w に流れる各相電流のうち、d軸電流をゼロとしたときのq軸電流に最も近い相電流をピーク値 i_p とした場合に、ピーク値 i_p の時間的な変化を示す包絡線が示されている。図6において、横軸は電気角、縦軸は電流をそれぞれ表している。

[0073] 図6に示すように、3相の相電流 i_u , i_v , i_w と各相電流 i_u , i_v , i_w の極性を反転させた相電流 $-i_u$, $-i_v$, $-i_w$ とを重ね合わせたとき、d軸電流をゼロとしたときのq軸電流に最も近い相電流は、電気角 60° 毎に切り替わる。

[0074] 例えば、図6に示すように、電気角 X が $-30^\circ < X \leq 30^\circ$ の範囲では、相電流 i_u が最もq軸電流 i_q に近づく。電気角 X が $30^\circ < X \leq 90^\circ$ の範囲では、相電流 $-i_w$ が最もq軸電流 i_q に近づく。電気角 X が $90^\circ < X \leq 150^\circ$ の範囲では、相電流 i_v が最もq軸電流 i_q に近づく。電気角 X が $150^\circ < X \leq 210^\circ$ の範囲では、相電流 $-i_u$ が最もq軸電流 i_q に近づく。電気角 X が $210^\circ < X \leq 270^\circ$ の範囲では、相電流 i_w が最もq軸電流 i_q に近づく。電気角 X が $270^\circ < X \leq 330^\circ$ の範囲では、相電流 $-i_v$ が最もq軸電流 i_q に近づく。

[0075] このように、各相電流 i_u , i_v , i_w , $-i_u$, $-i_v$, $-i_w$ のうちの一つの相電流が、d軸電流がゼロであるときのq軸電流（正）に最も近づく。

[0076] 図7は、負のq軸電流と相電流の一例を示す図である。

[0077] 図7の紙面上段には、 0° から 360° までの電気角の範囲を複数に分割した範囲である“セクタ”が示されている。図7の紙面中段には、相電流 i

i_u , i_v , i_w が示されている。図7の紙面下段には、相電流 i_u , i_v , i_w と各相電流の極性を反転させた相電流 $-i_u$, $-i_v$, $-i_w$ と、q軸電流 i_q とが示されている。図7において、横軸は電気角、縦軸は電流をそれぞれ表している。

[0078] 上述したように、q軸電流が負になるときの電流ベクトル i の位相は、q軸電流が正になるときの電流ベクトル i の位相に対して 180° 反転する。同様に、図7に示すように、q軸電流が負になるときの各相電流の位相は、q軸電流が正になるときの各相電流の位相に対して 180° 反転する。そのため、図7に示すように、各セクタ $| - V |$ において、負のq軸電流の候補となる相電流は、正のq軸電流の候補となる相電流と同じになる。

[0079] 例えば、図7に示すように、電気角 X が $-30^\circ < X \leq 30^\circ$ の範囲では、相電流 i_u が最もq軸電流 i_q に近づく。電気角 X が $30^\circ < X \leq 90^\circ$ の範囲では、相電流 $-i_w$ が最もq軸電流 i_q に近づく。電気角 X が $90^\circ < X \leq 150^\circ$ の範囲では、相電流 i_v が最もq軸電流 i_q に近づく。電気角 X が $150^\circ < X \leq 210^\circ$ の範囲では、相電流 $-i_u$ が最もq軸電流 i_q に近づく。電気角 X が $210^\circ < X \leq 270^\circ$ の範囲では、相電流 i_w が最もq軸電流 i_q に近づく。電気角 X が $270^\circ < X \leq 330^\circ$ の範囲では、相電流 $-i_v$ が最もq軸電流 i_q に近づく。

[0080] このように、q軸電流が負になる場合も同様に、各相電流 i_u , i_v , i_w , $-i_u$, $-i_v$, $-i_w$ のうちの一つの相電流が、d軸電流がゼロであるときのq軸電流（負）に最も近づく。

[0081] そこで、実施の形態1に係るq軸電流算出部12は、電流検出信号 V_m とモータ3のロータ31の回転角度とに基づいて、各相のコイル L_u , L_v , L_w に流れる相電流 i_u , i_v , i_w および相電流 i_u , i_v , i_w の位相を 180° 反転させた相電流 $-i_u$, $-i_v$, $-i_w$ のうち、d軸電流をゼロとしたときのq軸電流に最も近い相電流をピーク値 i_p として検出し、当該ピーク値 i_p の包絡線に基づいて、2相の回転座標系のd軸電流をゼロとしたときの2相の回転座標系のq軸電流を算出する。

- [0082] 例えば、図2に示すように、q軸電流算出部12は、ピーク値検出部121と、ローパスフィルタ(LPF)122と、乗算部123と、を含んでもよい。
- [0083] ピーク値検出部121、ローパスフィルタ122、および乗算部123の一部または全部は、制御回路1としてのプログラム処理装置によるプログラム処理によって実現されていてもよいし、専用のハードウェア回路によって実現されていてもよい。
- [0084] ピーク値検出部121は、電流検出信号 V_m とモータ3のロータ31の回転角度とに基づいて、各相電流 i_u , i_v , i_w , $-i_u$, $-i_v$, $-i_w$ のうちd軸電流をゼロとしたときのq軸電流に最も近い相電流をピーク値 i_p として検出する。
- [0085] 上述したように、q軸電流の候補となる相電流、すなわちd軸電流をゼロとしたときのq軸電流に最も近づく相電流は、電気角 60° 毎に切り替わる(図6および図7参照)。そこで、実施の形態1では、ロータ31の回転に応じた電気角の範囲($0^\circ \sim 360^\circ$)を複数に分割し、分割したそれぞれの小範囲を「セクタ」とし、セクタ毎にピーク値 i_p (q軸電流)の候補となる相電流を予め対応付けておく。
- [0086] 図8は、セクタとピーク値 i_p の候補となる相電流との対応関係を示す図である。
- [0087] 各セクタにおいて、各相電流 i_u , i_v , i_w , $-i_u$, $-i_v$, $-i_w$ のうちの一つをピーク値 i_p の候補となる相電流として対応付ける。例えば、図6、図7、および図8に示すように、電気角 X が $-30^\circ < X \leq 30^\circ$ の範囲をセクタⅠとし、セクタⅠにおいて最もq軸電流に近い相電流 i_u を、セクタⅠにおけるピーク値 i_p の候補とする。電気角 X が $30^\circ < X \leq 90^\circ$ の範囲をセクタⅡとし、セクタⅡにおいて最もq軸電流に近い相電流 $-i_w$ を、セクタⅡにおけるピーク値 i_p の候補とする。電気角 X が $90^\circ < X \leq 150^\circ$ の範囲をセクタⅢとし、セクタⅢにおいて最もq軸電流に近い相電流 i_v を、セクタⅢにおけるピーク値 i_p の候補と

する。電気角 X が $150^\circ < X \leq 210^\circ$ の範囲をセクタⅠⅤとし、セクタⅠⅤにおいて最も q 軸電流に近い相電流 $-i_u$ を、セクタⅠⅤにおけるピーク値 i_p の候補とする。電気角 X が $210^\circ < X \leq 270^\circ$ の範囲をセクタⅤとし、セクタⅤにおいて最も q 軸電流に近い相電流 i_w を、セクタⅤにおけるピーク値 i_p の候補とする。電気角 X が $270^\circ < X \leq 330^\circ$ の範囲をセクタⅤⅠとし、セクタⅤⅠにおいて最も q 軸電流に近い相電流 $-i_v$ をセクタⅤⅠにおけるピーク値 i_p の候補とする。

[0088] ピーク値検出部121は、ロータ31の回転角度と電流検出信号 V_m とに基づいて、2相(d , q)の回転座標系における電流ベクトル i の位相を検出するとともに、電流ベクトル i の位相が属するセクタを特定し、特定したセクタに対応付けられた相電流をピーク値 i_p として出力する処理を行う。ピーク値検出部121は、上記処理を実現するための機能ブロックとして、例えば、電流位相検出部124、セクタ特定部125、相電流算出部126、および相電流選択部127を有する。

[0089] 図9は、実施の形態1に係るピーク値検出部121の構成例を示す図である。

[0090] 電流位相検出部124は、2相の回転座標系における電流ベクトル i の位相を検出する。例えば、電流位相検出部124は、ロータ31の回転角度 θ に基づいて、電流ベクトル i の位相を検出する。

[0091] 図3に示したように、 q 軸方向は、ロータ31の回転角度 θ (d 軸方向= N 極方向)に対して、 $+90^\circ$ ($\pi/2$)ずれている。また、 d 軸電流をゼロとした場合の電流ベクトル i は、 q 軸電流と一致する。

[0092] そこで、電流位相検出部124は、後述する回転角度取得部14によって取得されたロータ31の回転角度 θ に“ $\pi/2$ ”を加算した回転角度($\theta + \pi/2$)を電流ベクトル i の位相として算出する。例えば、電流位相検出部124は、モータの制御周期(PWM周期)毎に、電流ベクトル i の位相を算出する。

[0093] 相電流算出部126は、電流検出信号 V_m に基づいて相電流を算出する。

例えば、上述した1つのシャント抵抗をインバータ回路に直列に接続してモータ3の電流を検出する1シャント方式の場合、モータの制御周期（PWM周期）においてオンする駆動用トランジスタQ1～Q6に応じて電流が流れる経路が変化し、その経路の切り替わりによって電流検出信号Vmが示す相電流が切り替わる。

[0094] そこで、相電流算出部126は、例えば、1シャント方式の公知の電流検出手法により、インバータ回路の駆動用トランジスタQ1～Q6のオン／オフのタイミングに合わせて電流検出信号Vmから相電流 i_u 、 i_v 、 i_w を、モータ3の制御周期毎に算出する。更に、相電流算出部126は、相電流 i_u 、 i_v 、 i_w に“−1”を乗算することにより、相電流 $-i_u$ 、 $-i_v$ 、 $-i_w$ を算出する。

[0095] セクタ特定部125は、電流位相検出部124によって検出された2相の回転座標系における電流ベクトル i の位相が属するセクタを特定する。例えば、図6および図7に示すように、0から360°までの電気角の範囲を6つのセクタI～VIに分割した場合、セクタ特定部125は、電流ベクトル i の位相がどのセクタI～VIに属するかを特定する。セクタ特定部125は、例えば、モータ3の制御周期毎に、電流ベクトル i の位相（ $\theta + \pi/2$ ）が属するセクタを特定し、特定したセクタの情報を出力する。

[0096] 相電流選択部127は、電流ベクトル i の位相が属するセクタの情報に基づいて、複数の相電流から一つの相電流を選択し、ピーク値 i_p として出力する。相電流選択部127は、例えば、図8に示す、セクタとピーク値 i_p の候補となる相電流との対応関係を示す対応関係情報128を用いて、ピーク値 i_p （q軸電流）の候補となる相電流を選択する。

[0097] 図8に示すように、対応関係情報128は、例えば、セクタとピーク値 i_p の候補となる相電流とが対応付けられたテーブルである。対応関係情報128は、例えば、制御回路1内の記憶装置（例えば、不揮発性の記憶装置）に予め記憶されている。例えば、モータ駆動制御装置10の起動後に、相電流選択部127は上記記憶装置から対応関係情報128を読み出す。

- [0098] 相電流選択部 127 は、セクタ特定部 125 によって特定された電流ベクトル i の位相が属するセクタを引数として、当該引数に対応する相電流を対応関係情報 128 から読み出す。相電流選択部 127 は、読み出した相電流をピーク値 i_p として出力する。
- [0099] 例えば、図 8 に示す対応関係情報 128 の場合、電流ベクトル i の位相が属するセクタが“セクタ 11”であったとき、相電流選択部 127 は、相電流 $-i_w$ を選択し、相電流 $-i_w$ をピーク値 i_p として出力する。相電流選択部 127 は、モータの制御周期毎に、ピーク値 i_p を出力する。これにより、時間の経過とともに大きさが変化するピーク値 i_p の包絡線が、相電流選択部 127 から出力される。
- [0100] ピーク値 i_p の包絡線（以下、「ピーク値 i_p の信号」とも称する。）は、三相交流の振幅に基づいて大きさが変化する（振動する）。そこで、ローパスフィルタ 122 により、ピーク値 i_p の信号に含まれる高周波成分を除去する。
- [0101] ローパスフィルタ 122 には、ピーク値検出部 121（相電流選択部 127）から出力されたピーク値 i_p （ピーク値 i_p の信号）が入力される。ローパスフィルタ 122 は、入力されたピーク値 i_p の信号から高周波成分を除去し、ピーク値 i_p の信号を平滑化した信号（以下、「ピーク値 i_p の平均値」とも称する。）を出力する。
- [0102] ローパスフィルタ 122 から出力されたピーク値 i_p の平均値は、 q 軸電流よりも小さい値となる。そこで、乗算部 123 は、ローパスフィルタ 122 から出力された信号（ピーク値 i_p の平均値）に所定値を乗算する。例えば、ピーク値 i_p の平均値は、 q 軸電流に対して $3/\pi$ 倍小さな値となる。そこで、乗算部 123 は、例えば、ローパスフィルタ 122 から出力された値に“ $\pi/3$ ”を乗算する。これにより、 d 軸電流 i_d をゼロとしたときの q 軸電流の近似値（推定値）を得ることができる。乗算部 123 は、上述のように算出した q 軸電流の近似値を“ q 軸電流 i_q ”として出力する。
- [0103] なお、上記所定値は、上述の“ $\pi/3$ ”に限定されず、ローパスフィルタ

122から出力された値から適切なq軸電流の近似値が算出できるように適宜設定すればよい。

[0104] 次に、演算部13について説明する。

演算部13は、q軸電流算出部12によって算出したq軸電流 i_q と、駆動指令取得部11によって取得した駆動指令信号 S_c （速度指令信号 S_{c1} ）と、モータ3のロータ31の回転速度 ω と、ロータ31の回転角度 θ とを用いてベクトル制御演算を行うことにより、駆動制御信号 S_d を生成する。

[0105] 例えば、図2に示すように、演算部13は、回転角度取得部14、回転速度取得部15、誤差算出部16、18、q軸電流指令値算出部17、電圧指令値算出部19、進角制御部20、加算部21、および駆動制御信号生成部22を有する。

[0106] 回転角度取得部14は、モータ3のロータ31の回転角度の計測値を取得する機能部である。回転角度取得部14は、例えば、位置センサ4u, 4v, 4wから出力された回転位置検出信号 H_u , H_v , H_w に基づいて、公知の計算手法により、モータ3のロータ31の回転角度（回転位置） θ を算出する。

[0107] 回転速度取得部15は、モータ3のロータ31の回転速度の計測値を取得する機能部である。回転速度取得部15は、位置センサ4u, 4v, 4wから出力された回転位置検出信号 H_u , H_v , H_w に基づいて、公知の計算手法により、モータ3のロータ31の回転速度 ω を算出する。実施の形態では、例えば、回転速度取得部15は、回転角度取得部14によって算出された回転角度 θ に基づいて、モータ3のロータ31の回転速度 ω を算出する。

[0108] 誤差算出部16は、駆動指令取得部11から出力された目標回転速度 ω_{ref} と回転速度取得部15によって取得したモータ3の実際の回転速度 ω との差（ $\omega_{ref} - \omega$ ）を算出する機能部である。

[0109] q軸電流指令値算出部17は、モータ3の目標回転速度 ω_{ref} と回転速度 ω との差が小さくなるように、q軸電流の指令値 i_{qref} を算出する機能部である。q軸電流指令値算出部17は、例えば、PI制御演算により、

誤差算出部 16 によって算出した誤差 ($\omega_{ref} - \omega$) がゼロになるように、モータ 3 の制御量としての q 軸電流の指令値 i_{qref} を算出する。

[0110] 誤差算出部 18 は、q 軸電流指令値算出部 17 によって算出した q 軸電流の指令値 i_{qref} と q 軸電流算出部 12 によって算出した q 軸電流 i_q との差 ($i_{qref} - i_q$) を算出する機能部である。

[0111] 電圧指令値算出部 19 は、q 軸電流指令値算出部 17 によって算出した q 軸電流の指令値 i_{qref} と q 軸電流算出部 12 によって算出した q 軸電流 i_q との差が小さくなるように、2 相 (d, q) の回転座標系の電圧指令値 v_{ref} を算出する機能部である。電圧指令値算出部 19 は、例えば、PI 制御演算により、誤差算出部 18 によって算出した誤差 ($i_{qref} - i_q$) がゼロになるように、モータ 3 の制御量としての電圧指令値 v_{ref} を算出する。

[0112] 進角制御部 20 は、モータ 3 の進角制御を行う機能部である。

進角制御部 20 は、q 軸電流算出部 12 によって算出した q 軸電流 i_q と、回転速度取得部 15 によって取得したロータ 31 の回転速度 ω とに基づいて、各コイル L_u , L_v , L_w の印加電圧 (相印加電圧) の位相進み角度 (進角値 ϕ) を算出する。具体的には、進角制御部 20 は、2 相 (d, q) の回転座標系の d 軸電流 i_d がゼロになる進角値 δ を算出する。以下、進角値 δ の算出方法について、詳細に説明する。

[0113] 図 10 は、モータのコイルの印加電圧に対する電流の遅れを説明するための図である。

一般に、モータのコイルに電圧を印加した場合、コイルのインダクタンスにより、コイルの電流は印加電圧に対して位相が遅れる。そこで、一般的な進角制御では、コイルの電流の印加電圧に対する位相の遅れ分 ϕ だけ、印加電圧の位相を進めて、電流が所望の位相となるよう制御する。この場合の印加電圧の位相の進み角度を進角値 ϕ と称する。

[0114] 上述したように、表面磁石型同期モータ (SPMSM) では、d 軸インダクタンスと q 軸インダクタンスとが等しいため、d 軸電流 i_d をゼロにした

とき、モータの効率が最大となる。d軸電流 i_d をゼロ、すなわち、電流を q 軸成分のみとするためには、印加電圧の位相を q 軸に対して進角値 ϕ だけ進ませればよい。

[0115] そこで、実施の形態 1 に係るモータ駆動制御装置 10 は、回転座標系の d 軸電流 i_d がゼロになる進角値 ϕ を算出し、その進角値 ϕ と回転座標系の電圧指令値 v_{ref} とで表される極座標の情報に基づいて空間ベクトル変換を行うことにより、駆動制御信号 S_d を生成する。

[0116] 図 11 は、進角値の算出方法を説明するための図である。

同図には、横軸を d 軸、縦軸を q 軸としたときの電圧指令値 v_{ref} (ベクトル) が示されている。

[0117] 一般に、永久磁石同期モータ (PMSM) の 2 相 (d, q) の回転座標系における d 軸電圧値 v_d は、下記式 (2) によって表される。

[0118] [数2]

$$v_d = Ri_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega L_q i_q \cdots (2)$$

[0119] ここで、d 軸電流 $i_d = 0$ としたときの d 軸電圧値 v_d は、上記式 (2) より、下記式 (3) で表すことができる。

[0120] [数3]

$$v_d = -\omega L_q i_q \cdots (3)$$

[0121] したがって、電圧指令値 v_{ref} のベクトルの d 軸方向成分が “ $-\omega L_q i_q$ ” となるように進角値 ϕ を決定する進角制御を行うことにより、d 軸電流 i_d がゼロになるようにモータ 3 の駆動を制御することができる。

[0122] 図 11 に示すように、電圧指令値 v_{ref} のベクトルと q 軸とのなす角を ϕ としたとき、式 (3) より、下記式 (4) が成り立つ。

[0123] [数4]

$$v_{ref} \sin \phi = -v_d = \omega L_q i_q \cdots (4)$$

[0124] 上記式 (4) より、d 軸電流 i_d をゼロにするときの進角値 ϕ は、下記式 (5) で表される。

[0125] [数5]

$$\phi = \sin^{-1} \frac{\omega L_q i_q}{v_{ref}} \dots (5)$$

[0126] 本実施の形態に係るモータ駆動制御装置 10 において、進角制御部 20 は、q 軸電流算出部 12 によって算出した q 軸電流 i_q と、回転速度取得部 15 によって取得したロータ 31 の回転速度 ω とに基づいて、2 相 (d, q) の回転座標系の d 軸電流 i_d がゼロになる進角値 ϕ を算出する。

[0127] 具体的には、進角制御部 20 は、電圧指令値 v_{ref} のベクトルの d 軸方向の成分が、d 軸電流 i_d がゼロであるときの d 軸電圧値 v_d に一致するときの、電圧指令値 v_{ref} のベクトルの q 軸に対する角度（進角値） ϕ を算出する。

[0128] ここで、モータ 3 のロータ 31 の回転角度 θ は、d 軸の回転角度である。一方、図 11 に示すように、進角値 ϕ は、電圧指令値 v_{ref} のベクトルの q 軸に対する角度である。したがって、d 軸を基準とした進角値 δ は、“ $\phi + \pi/2$ ” となる。進角制御部 20 は、進角値 δ ($= \phi + \pi/2$) を算出して出力する。

[0129] 具体的には、進角制御部 20 は、ロータ 31 の回転速度 ω と、q 軸電流 i_q と、進角値 δ (ϕ) との対応関係を示す対応関係情報 201 を用いて、進角値 δ を算出する。対応関係情報 201 を用いた進角値 δ の算出方法としては、以下の手法を例示することができる。

[0130] 第 1 の手法として、進角制御部 20 は、対応関係情報 201 として、式 (5) で表される進角値 ϕ の関数を有し、式 (5) に基づいて進角値 ϕ を算出してもよい。例えば、式 (5) で表される角度 ϕ の関数に対応関係情報 201 として、制御回路 1 内のメモリに予め記憶しておく。進角制御部 20 は、対応関係情報 201 としての式 (5) をメモリから読み出して、q 軸電流算出部 12 によって算出した q 軸電流 i_q と回転速度取得部 15 によって取得したロータ 31 の回転速度 ω とを式 (5) に代入することにより、d 軸電流 i_d がゼロになる角度 ϕ を算出する。そして、進角制御部 20 は、算出した

角度 ϕ に $\pi/2$ を加算した値を、 d 軸を基準とした進角値 δ として出力する。

[0131] 式(5)において、 q 軸インダクタンス L_q は固定値である。したがって、進角制御部20は、上記式(5)を用いた演算において、 q 軸インダクタンス L_q として、例えば、制御回路1内のメモリに予め記憶しておいた値を用いることができる。また、進角制御部20は、上記(5)を用いた演算において、電圧指令値 v_{ref} として、電圧指令値算出部19によって算出された値を用いることができる。

[0132] なお、電圧指令値 v_{ref} は、 q 軸電流 i_q と回転速度 ω とから算出することができるので、進角制御部20は、電圧指令値算出部19から電圧指令値 v_{ref} の値を取得せず、 q 軸電流 i_q と回転速度 ω とを用いて電圧指令値 v_{ref} の値を算出してもよい。

[0133] 第2の手法として、進角制御部20は、対応関係情報201として、回転速度 ω と q 軸電流 i_q の組み合わせ毎に進角値 δ を対応付けたテーブルを有し、そのテーブルに基づいて進角値 ϕ を算出してもよい。

[0134] 図12は、対応関係情報201としての、回転速度 ω と q 軸電流 i_q の組み合わせ毎に進角値 δ を対応付けたテーブルの一例を示す図である。

[0135] 上述したように、 q 軸インダクタンス L_q は固定値であり、電圧指令値 v_{ref} は、 q 軸電流 i_q と回転速度 ω から算出することができる。そこで、ロータ31の回転速度 ω と q 軸電流 i_q を変数として、予め、最適となる進角値 δ を実測しておく。或いは、予め、上記式(5)を用いて進角値 δ を算出しておく。そして、変数としての回転速度 ω と q 軸電流 i_q の組み合わせ毎に進角値 δ を対応付けたテーブルを作成し、対応関係情報201として、制御回路1内のメモリに予め記憶しておく。

[0136] 進角制御部20は、 q 軸電流算出部12によって算出した q 軸電流 i_q と、回転速度取得部15によって取得したロータ31の回転速度 ω とを引数として、対応関係情報201としてのテーブルを参照し、その引数に対応する進角値 δ をテーブルから読み出して出力する。

[0137] 上述の手法によって算出された進角値 δ は、加算部 21 に入力される。加算部 21 は、進角制御部 20 から出力された進角値 δ と回転角度取得部 14 によって取得したロータ 31 の回転角度 θ とを加算し、加算した値を電圧指令値 v_{ref} のベクトル（電圧ベクトル v ）の角度 σ ($=\theta + \delta$) の情報として出力する。

[0138] 駆動制御信号生成部 22 は、進角値 δ とロータ 31 の回転角度 θ とを加算した角度 σ と、電圧指令値 v_{ref} とに基づいて、駆動制御信号 S_d を生成する機能部である。駆動制御信号生成部 22 は、例えば、電圧指令値算出部 19 から出力された電圧指令値 v_{ref} と、加算部 21 から出力された角度 σ ($=\theta + \delta$) とによって表される極座標の情報に基づいて、空間ベクトル変換を行う。すなわち、駆動制御信号生成部 22 は、公知の空間ベクトル変換の演算手法により、電圧指令値 v_{ref} と角度 σ ($=\theta + \delta$) の極座標値によって表される電圧ベクトル v を 3 相 (U, V, W) の固定座標系の電圧信号 (PWM 信号) に変換し、駆動制御信号 S_d として出力する。

[0139] 次に、実施の形態 1 に係るモータ駆動制御装置 10 による駆動制御信号 S_d の生成処理の流れについて説明する。

[0140] 図 13 は、実施の形態 1 に係るモータ駆動制御装置 10 による駆動制御信号 S_d の生成処理の流れの一例を示すフローチャートである。

[0141] 先ず、制御回路 1 は、例えば、上位装置から速度指令信号 S_{c1} が入力されると、速度指令信号 S_{c1} を解析することにより、速度指令信号 S_{c1} によって指定されたモータ 3 の目標回転速度 ω_{ref} の情報を取得する（ステップ S1）。

[0142] 次に、制御回路 1 は、モータ 3 のロータ 31 の回転角度 θ を取得する（ステップ S2）。具体的には、上述したように、回転角度取得部 14 が、位置センサとしてのホール素子 4u, 4v, 4w から出力された回転位置検出信号 H_u , H_v , H_w に基づいてモータ 3 のロータ 31 の回転角度 θ を算出する。

[0143] 制御回路 1 は、モータ 3 の回転速度 ω を取得する（ステップ S3）。具体

的には、上述したように、回転速度取得部 15 が、ステップ S 2 で算出したロータ 31 の回転角度 θ に基づいて、モータ 3 のロータ 31 の回転速度 ω を算出する。

[0144] 制御回路 1 は、モータ 3 の各相のコイルの相電流 i_u , i_v , i_w を検出する（ステップ S 4）。具体的には、電流検出回路 2c が、上述した手法により、コイルの各相電流 i_u , i_v , i_w に応じた電流検出信号 V_m を出力し、q 軸電流算出部 12 が電流検出信号 V_m を取得する。

[0145] 次に、制御回路 1 は、q 軸電流 i_q を算出する（ステップ S 5）。

[0146] 図 14 は、実施の形態 1 に係る q 軸電流 i_q の算出処理（ステップ S 5）の流れの一例を示すフローチャートである。

[0147] ステップ S 5 において、まず、電流位相検出部 124 が、ロータ 31 の回転角度 θ に基づいて電流ベクトル i の位相を検出する（ステップ S 51）。上述したように、電流位相検出部 124 は、回転角度取得部 14 によって取得されたロータ 31 の回転角度 θ に “ $\pi/2$ ” を加算した回転角度（ $\theta + \pi/2$ ）を電流ベクトル i の位相として算出する。

[0148] 次に、セクタ特定部 125 が、電流ベクトル i の位相（ $\theta + \pi/2$ ）が属するセクタを特定する（ステップ S 52）。セクタ特定部 125 は、図 6 および図 7 に示した 6 つのセクタ I ~ V のうち、電流ベクトル i の位相がどのセクタ I ~ V に属するかを特定する。

[0149] 次に、相電流選択部 127 が、複数の相電流からピーク値 i_p の候補となる一つの相電流を選択する（ステップ S 53）。具体的には、上述したように、相電流選択部 127 は、ステップ S 52 で特定された電流ベクトル i の位相が属するセクタを引数として、対応関係情報 128 から候補の相電流を読み出す。

[0150] 次に、相電流選択部 127 が、ステップ S 53 で選択した候補の相電流をピーク値 i_p として出力する（ステップ S 54）。具体的には、相電流選択部 127 は、相電流算出部 126 から出力された複数の相電流のうち候補の相電流をピーク値 i_p として出力する。

[0151] 次に、ローパスフィルタ 122 が相電流選択部 127 から出力されたピーク値 i_p の信号（包絡線）を平滑化する（ステップ S55）。次に、乗算部 123 が、ローパスフィルタ 122 によって平滑化された信号（ピーク値 i_p の平均値）に所定値を乗算する（ステップ S56）。具体的には、上述したように、乗算部 123 は、ローパスフィルタ 122 から出力されたピーク値 i_p の平均値に “ $\pi/3$ ” を乗算する。そして、乗算部 123 は、ピーク値 i_p の平均値に所定値を乗算した値を q 軸電流 i_q として出力する（ステップ S57）。

[0152] 図 13 において、ステップ S5 の処理の完了後、またはステップ S5 と平行して、制御回路 1 が、q 軸電流の指令値 i_{qref} を算出する（ステップ S6）。具体的には、上述したように、誤差算出部 16 が目標回転速度 ω_{ref} とモータ 3 の実際の回転速度 ω との差を算出し、q 軸電流指令値算出部 17 が誤差算出部 16 によって算出した差がゼロになるように PI 制御演算を行うことにより、q 軸電流の指令値 i_{qref} を算出する。

[0153] 次に、制御回路 1 は、ステップ S6 で算出した q 軸電流の指令値 i_{qref} とステップ S5 で算出した q 軸電流 i_q との差が小さくなるように、2 相（d, q）の回転座標系の電圧指令値 v_{ref} を算出する（ステップ S7）。具体的には、上述したように、誤差算出部 18 が、q 軸電流の指令値 i_{qref} とモータ 3 の実際の q 軸電流 i_q との差を算出し、電圧指令値算出部 19 が、誤差算出部 18 によって算出した差がゼロになるように PI 制御演算を行うことにより、電圧指令値 v_{ref} を算出する。

[0154] 次に、制御回路 1 は、ステップ S5 で算出した q 軸電流 i_q と、ステップ S3 で取得したロータ 31 の回転速度 ω とに基づいて、d 軸電流 i_d がゼロになる進角値 δ を算出する（ステップ S8）。具体的には、進角制御部 20 が、対応関係情報 201 を用いた上述の手法により、進角値 δ を算出する。

[0155] 次に、制御回路 1 は、ステップ S8 で算出した進角値 δ とロータ 31 の回転角度 θ とを加算した角度 σ と、ステップ S7 で算出した電圧指令値 v_{ref} とに基づいて、駆動制御信号 S_d を生成する（ステップ S9）。具体的に

は、上述したように、駆動制御信号生成部 22 が、公知の空間ベクトル変換の演算手法により、電圧指令値 v_{ref} と角度 $\sigma (= \theta + \delta)$ の極座標値によって表される電圧ベクトルを 3 相 (U, V, W) の固定座標系の電圧信号 (PWM 信号) に変換し、駆動制御信号 S_d として出力する。

[0156] 以上の処理手順で生成された駆動制御信号 S_d は、駆動回路 2 に供給される。駆動回路 2 は、入力された駆動制御信号 S_d に基づいて、上述した手法により、モータ 3 のコイルの通電を制御する。これにより、モータ 3 は、速度指令信号 S_{c1} によって指定された目標回転速度 ω_{ref} で回転するように制御される。

[0157] 以上、実施の形態 1 に係るモータ駆動制御装置 10 において、制御回路 1 は、各相のコイル L_u , L_v , L_w に流れる相電流 i_u , i_v , i_w および当該相電流 i_u , i_v , i_w の位相を 180° 反転させた相電流 $-i_u$, $-i_v$, $-i_w$ のうちの一つをピーク値 i_p として検出し、ピーク値 i_p の包絡線に基づいて、2 相の回転座標系における d 軸電流をゼロとしたときの q 軸電流を算出し、ベクトル制御演算を行うことにより、駆動制御信号 S_d を生成する。

[0158] これによれば、q 軸電流を算出するために従来の座標変換を行う必要がないので、モータの駆動制御における演算の負荷を低減することが可能となる。これにより、制御回路 1 としてのマイクロコントローラ等のプログラム処理装置として必要な処理能力を低く抑えることできるので、コストを抑えたモータ駆動制御装置 10 を提供することが可能となる。

[0159] また、各相電流 i_u , i_v , i_w , $-i_u$, $-i_v$, $-i_w$ のうち q 軸電流に最も近い相電流をピーク値 i_p として検出することにより、q 軸電流が負になる場合や q 軸電流がゼロまたは微小な値になる場合であっても、適切に q 軸電流を推定することができる。これにより、例えば、モータ 3 のロータ 31 を逆回転させる制御、空転している状態のモータをブレーキをかけずに始動する制御 (ウィンドミル始動)、および非常に低速でモータを回転させる制御等を、安定して行うことが可能となる。

- [0160] また、制御回路 1 において、ロータ 31 の回転に応じた電気角の範囲を複数に分割したセクタ毎にピーク値 i_p の候補となる相電流が対応付けられた対応関係情報 128 が記憶されている。q 軸電流算出部 12 は、ロータ 31 の回転角度と電流検出信号 V_m とに基づいて、2 相 (d , q) の回転座標系における電流ベクトル i の位相を検出するとともに、電流ベクトル i の位相が属するセクタを特定する。q 軸電流算出部 12 は、対応関係情報 128 に基づいて、特定したセクタに対応付けられた候補の相電流を選択し、選択した相電流をピーク値 i_p とする。
- [0161] 上述したように、電気角に応じて q 軸電流に最も近づく相電流が決まっているので、予めセクタ毎に、ピーク値 i_p (q 軸電流) 候補となる相電流を対応づけた対応関係情報 128 を用意しておき、電流ベクトル i の位相が属するセクタに対応付けられた候補の相電流を対応関係情報 128 から読み出すことにより、q 軸電流に最も近づく相電流を容易に決定することができる。これにより、制御回路 1 による演算の負荷を更に低減することが可能となる。
- [0162] 以上のように、実施の形態 1 に係るモータ駆動制御装置 10 によれば、演算の負荷を抑えつつ、q 軸電流を適切に算出することができる。
- [0163] また、制御回路 1 は、モータ 3 の効率を最大化するために、d 軸電流 i_d がゼロになるように進角制御を行うことにより、モータ 3 を駆動する。これによれば、座標変換によって d 軸電流 i_d を算出し、算出した d 軸電流 i_d がゼロになるようにベクトル制御演算を行う従来手法に比べて、演算の負荷を低減することが可能となる。これにより、制御回路 1 としてのプログラム処理装置に必要な処理能力を更に低く抑えることが可能となるので、よりコストを抑えたモータ駆動制御装置 10 を提供することが可能となる。
- [0164] また、制御回路 1 は、d 軸電流 i_d をゼロにするための進角値 δ (ϕ) を算出する際に、ロータ 31 の回転速度 ω と、q 軸電流 i_q と、進角値 δ との対応関係を示す対応関係情報 201 を用いる。これにより、制御回路 1 による演算の負荷を更に減らすことが可能となる。例えば、上述したように、ロ

ータ 3 1 の回転速度 ω と q 軸電流 i_q の組み合わせ毎に進角値 δ を対応付けたテーブルを対応関係情報 2 0 1 として制御回路 1 のメモリに予め記憶しておく。これによれば、複雑な計算を行うことなく、進角値 δ を算出することができるので、制御回路 1 による演算の負荷を更に減らすことが可能となる。

[0165] 《実施の形態 2》

図 1 5 は、実施の形態 2 に係るモータ駆動制御装置 1 0 A における制御回路 1 A の機能ブロック構成を示す図である。

[0166] 実施の形態 1 に係るモータ駆動制御装置 1 0 と同様に、モータ駆動制御装置 1 0 A は、モータ 3 とともにモータユニット 1 0 0 A を構成している。

[0167] 実施の形態 2 に係る制御回路 1 A は、ピーク値の検出方法に関して、実施の形態 1 に係る制御回路 1 と相違する。

上述したように、電流ベクトル i の位相は、モータ 3 のロータ 3 1 の回転角度 θ を基準として算出することができる。しかしながら、位置センサとしてのホール素子 4 u, 4 v, 4 w から出力された回転位置検出信号 H_u, H_v, H_w または公知の位置センサレス制御の演算によって算出されるロータ 3 1 の回転角度の推定値は、実際のロータ 3 1 の回転角度の真値に対してずれる場合がある。

[0168] 図 1 6 は、ロータ 3 1 の回転角度の真値に対する推定値のずれに起因する電流ベクトルのずれを説明するための図である。

[0169] 図 1 6 において、ロータ 3 1 の回転角度の真値を “ θ_{tr} ”、ロータ 3 1 の回転角度の推定値を “ θ ”、ロータ 3 1 の回転角度の真値に対する推定値のずれを “ Δ ” としている。

[0170] 図 1 6 に示すように、ロータ 3 1 の回転角度の推定値 θ が真値 θ_{tr} から “ Δ ” ずれた場合、電流ベクトル i の位相の推定値 ($\theta + \pi/2$) も、電流ベクトル i の位相の真値 ($\theta_{tr} + \pi/2$) に対して “ Δ ” ずれる。そのずれ (誤差) Δ が大きくなるほど、電流ベクトル i の位相の推定値に基づく候補の相電流と q 軸電流に最も近い相電流とが相違するおそれがある。そこで

、実施の形態2に係るピーク値検出部121Aは、セクタ毎にq軸電流の候補となる相電流を複数設定する。

[0171] 図17は、実施の形態2に係るq軸電流の推定方法の概要を説明するための図である。

図17の紙面上段には、 0° から 360° までの電気角の範囲を複数に分割した範囲である“セクタ”が示されている。図17の紙面中段には、相電流 i_u 、 i_v 、 i_w が示されている。図17の紙面下段には、相電流 i_u 、 i_v 、 i_w と、相電流 i_u 、 i_v 、 i_w の極性を反転させた相電流 $-i_u$ 、 $-i_v$ 、 $-i_w$ と、q軸電流 i_q とが示されている。図17において、横軸は電気角、縦軸は電流をそれぞれ表している。

[0172] 実施の形態2では、 0° から 360° までの電気角の範囲を 0° を基準として6つのセクタⅠ～Ⅵに分割する。例えば、図17に示すように、電気角 X が $0^\circ < X \leq 60^\circ$ の範囲をセクタⅠとし、電気角 X が $60^\circ < X \leq 120^\circ$ の範囲をセクタⅡとし、電気角 X が $120^\circ < X \leq 180^\circ$ の範囲をセクタⅢとし、電気角 X が $180^\circ < X \leq 240^\circ$ の範囲をセクタⅣとし、電気角 X が $240^\circ < X \leq 300^\circ$ の範囲をセクタⅤとし、電気角 X が $300^\circ < X \leq 360^\circ$ の範囲をセクタⅥとする。

[0173] 図17に示すように、電流ベクトル i の位相の推定値 ($\theta + \pi/2$) と電流ベクトル i の位相の真値 ($\theta_{tr} + \pi/2$) との間に誤差 Δ が生じる場合がある。そして、誤差 Δ の大きさによって、各セクタ内においてq軸電流に最も近い相電流が変わる。例えば、誤差 Δ が $-30^\circ \leq \Delta \leq +30^\circ$ の範囲にある場合、各セクタにおいて、二つの相電流がピーク値 i_p (q軸電流) の候補となり得る。また、誤差 Δ が $-30^\circ \leq \Delta \leq +60^\circ$ の範囲にある場合、各セクタにおいて、3つの相電流がピーク値 i_p (q軸電流) の候補となり得る。

[0174] 図18Aおよび図18Bは、実施の形態2における、セクタとピーク値 i_p の候補となる相電流との対応関係の一例を示す図である。

[0175] 図18Aには、誤差 Δ が $-30^\circ \leq \Delta \leq +30^\circ$ の範囲にある場合にお

るセクタとピーク値 i_p の候補となる相電流との対応関係情報 128A__1 が示されている。図 18B には、誤差 Δ が $-30^\circ \leq \Delta \leq +60^\circ$ の範囲にある場合におけるセクタとピーク値 i_p の候補となる相電流との対応関係情報 128A__2 が示されている。

[0176] 例えば、誤差 Δ が $-30^\circ \leq \Delta \leq +30^\circ$ の範囲にある場合、図 17 および図 18A に示すように、セクタ I ($0^\circ < X \leq 60^\circ$) では、相電流 i_u と相電流 $-i_w$ がピーク値 i_p の候補となる。セクタ II ($60^\circ < X \leq 120^\circ$) では、相電流 i_v と相電流 $-i_w$ がピーク値 i_p の候補となる。セクタ III ($120^\circ < X \leq 180^\circ$) では、相電流 $-i_u$ と相電流 i_v がピーク値 i_p の候補となる。セクタ IV ($180^\circ < X \leq 240^\circ$) では、相電流 $-i_u$ と相電流 i_w がピーク値 i_p の候補となる。セクタ V ($240^\circ < X \leq 300^\circ$) では、相電流 $-i_v$ と相電流 i_w がピーク値 i_p の候補となる。セクタ VI ($300^\circ < X \leq 360^\circ$) では、相電流 i_u と相電流 $-i_v$ がピーク値 i_p の候補となる。

[0177] また、例えば、誤差 Δ が $-30^\circ \leq \Delta \leq +60^\circ$ の範囲にある場合、図 17 および図 18B に示すように、セクタ I ($0^\circ < X \leq 60^\circ$) では、相電流 i_u と相電流 $-i_w$ と相電流 $-i_v$ がピーク値 i_p の候補となる。セクタ II ($60^\circ < X \leq 120^\circ$) では、相電流 i_v と相電流 $-i_w$ と相電流 i_u がピーク値 i_p の候補となる。セクタ III ($120^\circ < X \leq 180^\circ$) では、相電流 $-i_u$ と相電流 i_v と相電流 $-i_w$ がピーク値 i_p の候補となる。セクタ IV ($180^\circ < X \leq 240^\circ$) では、相電流 $-i_u$ と相電流 i_w と相電流 i_v がピーク値 i_p の候補となる。セクタ V ($240^\circ < X \leq 300^\circ$) では、相電流 $-i_v$ と相電流 i_w と相電流 $-i_u$ がピーク値 i_p の候補となる。セクタ VI ($300^\circ < X \leq 360^\circ$) では、相電流 i_u と相電流 $-i_v$ と相電流 i_w がピーク値 i_p の候補となる。

[0178] このように、誤差 Δ を考慮すると、ピーク値 i_p の候補となる相電流が複数存在することから、実施の形態 2 に係るモータ駆動制御装置 10A では、各セクタにピーク値の候補となる相電流を複数対応付ける。q 軸電流算出部

12Aは、各セクタにおいて、複数の候補の相電流の大きさの絶対値を比較し、絶対値がもっとも大きい相電流をピーク値とする。

[0179] 図19は、実施の形態2に係るピーク値検出部121Aの構成例を示す図である。

[0180] セクタ特定部125Aは、電流位相検出部124によって検出された2相の回転座標系における電流ベクトル i の位相が属するセクタを特定する。例えば、図17に示すように、0から360°までの電気角の範囲を6つのセクタⅠ～Ⅴに分割した場合、セクタ特定部125Aは、例えば、モータ3の制御周期毎に、電流ベクトル i の位相($\theta + \pi/2$)が属するセクタを特定し、特定したセクタの情報を出力する。

[0181] モータ駆動制御装置10Aにおいて、図18Aに示した対応関係情報128A__1、および図18Bに示した対応関係情報128A__2の少なくとも一方が、制御回路1A内の記憶装置（例えば、不揮発性の記憶装置）に予め記憶されている。

[0182] 例えば、モータ駆動制御装置10Aの起動後に、相電流選択部127Aは、上記記憶装置から対応関係情報128A__1または対応関係情報128A__2を読み出す。相電流選択部127Aは、対応関係情報128A__1または対応関係情報128A__2を参照し、セクタ特定部125Aによって特定された電流ベクトル i の位相が属するセクタに対応付けられた候補の相電流を選択する。

[0183] 具体的には、相電流選択部127Aは、セクタ特定部125によって特定された電流ベクトル i の位相が属するセクタを引数として、対応関係情報128A__1または対応関係情報128A__2から当該引数に対応する複数の相電流を選択し、選択した複数の相電流の絶対値を比較し、絶対値が最も大きい相電流をピーク値 i_p として出力する。

[0184] 例えば、図18Aに示す対応関係情報128A__1が制御回路1Aに記憶されている場合において、電流ベクトル i の位相が属するセクタが“セクタⅠ”であったとき、相電流選択部127Aは、相電流 i_v と相電流 $-i_w$

を選択し、相電流 i_v の絶対値と相電流 $-i_w$ の絶対値とを比較する。相電流 i_v の絶対値が相電流 $-i_w$ の絶対値より大きい場合、相電流選択部 127A は、相電流 i_v をピーク値 i_p として出力し、相電流 $-i_w$ の絶対値が相電流 i_v の絶対値より大きい場合、相電流選択部 127A は、相電流 $-i_w$ をピーク値 i_p として出力する。

[0185] また、例えば、図 18B に示す対応関係情報 128A__2 が制御回路 1A に記憶されている場合において、電流ベクトル i の位相が属するセクタが “セクタ 11” であったとき、相電流選択部 127A は、相電流 i_v と相電流 $-i_w$ と相電流 i_u とを選択し、相電流 i_v の絶対値と相電流 $-i_w$ の絶対値と相電流 i_u の絶対値とを比較する。相電流選択部 127A は、最も絶対値が大きい相電流を選択し、選択した相電流をピーク値 i_p として出力する。例えば、相電流 i_v の絶対値が相電流 $-i_w$ の絶対値および相電流 $-i_u$ の絶対値より大きい場合、相電流選択部 127A は、相電流 i_v をピーク値 i_p として出力する。

[0186] なお、誤差 Δ の大きさは、モータ 3 の負荷や想定されるモータ 3 の回転速度の範囲等によって変わるため、実際にモータユニット 100A が適用されるアプリケーションを考慮して、対応関係情報 128A__1 と対応関係情報 128A__2 の少なくとも一方を制御回路 1A に予め記憶させておけばよい。

[0187] 例えば、誤差 Δ が比較的小さいことが想定される場合には、対応関係情報 128A__1 を制御回路 1A 内の記憶装置に記憶しておき、誤差 Δ が比較的大きいことが想定される場合には、対応関係情報 128A__2 を制御回路 1A 内の記憶装置に記憶しておけばよい。あるいは、対応関係情報 128A__1、128A__2 の両方を制御回路 1A 内の記憶装置に記憶しておき、相電流選択部 127A が、何れか一方の対応関係情報を記憶装置から読み出して、ピーク値 i_p を検出してもよい。

[0188] 実施の形態 2 において、モータ駆動制御装置 10A は、実施の形態 1 と同様に、図 13 に示すフローチャートにしたがってモータ 3 を駆動する。実施

の形態２において、ステップＳ５の処理が、実施の形態１に係るステップＳ５の処理（図１４）と相違する。以下、実施の形態２におけるｑ軸電流 i_q の算出処理（ステップＳ５）について説明する。

[0189] 図２０は、実施の形態２におけるｑ軸電流 i_q の算出処理（ステップＳ５）の流れの一例を示すフローチャートである。

[0190] ステップＳ５において、まず、電流位相検出部１２４が、ロータ３１の回転角度 θ に基づいて電流ベクトル i の位相を検出する（ステップＳ５１）。例えば、上述したように、電流位相検出部１２４は、回転角度取得部１４によって取得されたロータ３１の回転角度 θ に“ $\pi/2$ ”を加算した回転角度（ $\theta + \pi/2$ ）を電流ベクトル i の位相として算出する。

[0191] 次に、セクタ特定部１２５Ａが、電流ベクトル i の位相が属するセクタを特定する（ステップＳ５２）。例えば、セクタ特定部１２５Ａは、図１８に示す６つのセクタⅠ～Ⅵのうち、電流ベクトル i の位相がどのセクタⅠ～Ⅵに属するかを特定する。

[0192] 次に、相電流選択部１２７Ａが、複数の相電流からピーク値 i_p の候補となる相電流を選択する（ステップＳ６１）。具体的には、上述したように、相電流選択部１２７Ａは、ステップＳ５２で特定された電流ベクトル i の位相が属するセクタを引数として、対応関係情報１２８Ａ__１または対応関係情報１２８Ａ__２から候補の複数の相電流を読み出す。

[0193] 次に、相電流選択部１２７Ａが、上述した手法により、ステップＳ６１で選択した複数の候補の相電流の絶対値を比較する（ステップＳ６２）。次に、相電流選択部１２７Ａが、複数の候補の相電流のうち、最も絶対値が大きい相電流を選択し、選択した相電流をピーク値 i_p として出力する（ステップＳ６３）。

[0194] ステップＳ６３以降の処理は、実施の形態１に係る処理と同様である。すなわち、ローパスフィルタ１２２が相電流選択部１２７Ａから出力されたピーク値 i_p の信号を平滑化する（ステップＳ５５）。次に、乗算部１２３が、ローパスフィルタ１２２によって平滑化されたピーク値 i_p に所定値（ π

／3)を乗算する(ステップS56)。そして、乗算部123は、平滑化されたピーク値 i_p に所定値を乗算した値をq軸電流 i_q として出力する(ステップS57)。

[0195] 以上、実施の形態2に係るモータ駆動制御装置10Aによれば、実施の形態1に係るモータ駆動制御装置10と同様に、演算の負荷を抑えつつ、q軸電流を適切に算出することができる。

[0196] 具体的には、q軸電流算出部12Aは、セクタ1～V1にピーク値の候補となる相電流が複数対応付けられている場合に、複数の候補の相電流の絶対値を比較し、絶対値がもっとも大きい相電流をピーク値 i_p とする。

[0197] これによれば、電流ベクトル i の位相の推定値($\theta + \pi/2$)と電流ベクトル i の位相の真値($\theta_{tr} + \pi/2$)との間に誤差 Δ が生じた場合であっても、セクタ毎にq軸電流に最も近い相電流を選択することができるので、より高精度にq軸電流を算出することが可能となる。

[0198] ≪実施の形態3≫

図21は、実施の形態3に係るモータ駆動制御装置10Bにおける制御回路1Bの機能ブロック構成を示す図である。

[0199] 実施の形態1に係るモータ駆動制御装置10と同様に、モータ駆動制御装置10Bは、モータ3とともにモータユニット100Bを構成している。

実施の形態3に係る制御回路1Bは、電流ベクトル i の位相の検出方法に関して、実施の形態1、2に係る制御回路1、1Aと相違する。実施の形態1、2では、電流ベクトル i の位相をロータ31の回転角度を基準として推定したが、実施の形態3では、電流ベクトル i の位相を電圧ベクトルの位相を基準として推定する。

[0200] 図22は、2相の回転座標系における電流ベクトル i と電圧ベクトル v との関係を示す図である。図22において、電圧ベクトル v の位相に対する電流ベクトル i の位相のずれ幅を“ ϕ ”としている。

[0201] 図22に示すように、一般に、モータ駆動制御において、2相(d, q)の回転座標系における電流ベクトル i の位相は、電圧ベクトルの位相に対し

て遅れる。したがって、電圧ベクトル v の位相を基準として電流ベクトル i の位相を推定することができる。

[0202] 実施の形態3に係るピーク値検出部121Bは、電圧ベクトル v の位相に基づいて電流ベクトル i の位相を推定し、電圧ベクトル v の位相に対する電流ベクトル i の位相のずれ幅 ϕ に応じた適切な対応関係情報128B__1, 128B__2を用いて、ピーク値 i_p を検出する。

[0203] 図23は、実施の形態3に係るピーク値検出部121Bの構成例を示す図である。

図24は、実施の形態3に係る q 軸電流の推定方法の概要を説明するための図である。

[0204] 図24の紙面上段には、 0° から 360° までの電気角の範囲を複数に分割した範囲である“セクタ”が示されている。図24の紙面中段には、電圧指令値 v_{ref} と角度 $\sigma (= \theta + \delta)$ の極座標値によって表される電圧ベクトル v を3相 (U, V, W) の固定座標系に変換した値 UV, VV, WV が示されている。図24の紙面下段には、相電流 i_u, i_v, i_w と各相電流の極性を反転させた相電流 $-i_u, -i_v, -i_w$ と、 q 軸電流 i_q とが示されている。図24において、横軸は電気角を表している。

[0205] 実施の形態3では、実施の形態2と同様に、 0° から 360° までの電気角の範囲を 0° を基準として6つのセクタⅠ～Ⅵに分割する。例えば、図24に示すように、電気角 X が $0^\circ < X \leq 60^\circ$ の範囲をセクタⅠとし、電気角 X が $60^\circ < X \leq 120^\circ$ の範囲をセクタⅡとし、電気角 X が $120^\circ < X \leq 180^\circ$ の範囲をセクタⅢとし、電気角 X が $180^\circ < X \leq 240^\circ$ の範囲をセクタⅣとし、電気角 X が $240^\circ < X \leq 300^\circ$ の範囲をセクタⅤとし、電気角 X が $300^\circ < X \leq 360^\circ$ の範囲をセクタⅥとする。

[0206] q 軸電流算出部12Bにおいて、ピーク値検出部121Bは、ロータ31の回転角度 θ に基づいて算出した、2相の回転座標系における電圧ベクトル v の位相に基づいて、電流ベクトル i の位相を検出する。

[0207] 具体的には、先ず、ピーク値検出部 1 2 1 B の電流位相検出部 1 2 4 B が、2 相の回転座標系における電圧ベクトル v の位相を取得する。

上述したように、駆動制御信号生成部 2 2 は、公知の空間ベクトル変換の演算手法により、電圧指令値 v_{ref} と角度 $\sigma (= \theta + \delta)$ の極座標値によって表される電圧ベクトル v を 3 相 (U, V, W) の固定座標系の電圧信号 (PWM 信号) に変換し、駆動制御信号 S_d として出力する。すなわち、電圧ベクトル v の位相は、 $\sigma (= \theta + \delta)$ で表される。

[0208] そこで、電流位相検出部 1 2 4 B は、加算部 2 1 から出力される角度 $\sigma (= \theta + \delta)$ を電圧ベクトル v の位相として取得する。

[0209] 更に、電流位相検出部 1 2 4 B は、電圧ベクトル v の位相 σ を電流ベクトル i の位相として出力する。

[0210] セクタ特定部 1 2 5 B は、電流位相検出部 1 2 4 B によって検出された電流ベクトル i の位相 σ が属するセクタを特定する。例えば、図 2 4 に示すように、0 から 360° までの電気角の範囲を 6 つのセクタ I ~ V I に分割した場合、セクタ特定部 1 2 5 B は、電流ベクトル i の位相 σ がどのセクタ I ~ V I に属するかを特定し、特定したセクタの情報を出力する。

[0211] 相電流選択部 1 2 7 B は、電流ベクトル i の位相が属するセクタの情報に基づいて、複数の相電流から一つの相電流を選択し、ピーク値 i_p として出力する。

[0212] 図 2 4 に示すように、電流ベクトル i の位相の電圧ベクトル v の位相に対するずれ幅 ϕ によって、各セクタ内において q 軸電流に最も近い相電流が変わる。例えば、ずれ幅 ϕ が $-30^\circ \leq \phi \leq +30^\circ$ の範囲にある場合、各セクタにおいて、二つの相電流がピーク値 i_p (q 軸電流) の候補となり得る。また、ずれ幅 ϕ が $-30^\circ \leq \phi \leq +60^\circ$ の範囲にある場合、各セクタにおいて、3 つの相電流がピーク値 i_p (q 軸電流) の候補となり得る。

[0213] したがって、実施の形態 3 では、実施の形態 2 と同様に、予め、電流ベクトル i の位相の電圧ベクトル v の位相に対するずれ幅 ϕ を考慮して各セクタにピーク値の候補となる相電流を複数対応付けておく。そして、 q 軸電流算

出部 1 2 B は、各セクタにおいて、複数の候補の相電流の絶対値を比較し、絶対値がもっとも大きい相電流をピーク値 i_p とする。

[0214] 図 2 5 A および図 2 5 B は、実施の形態 3 における、セクタとピーク値 i_p の候補となる相電流との対応関係の一例を示す図である。

[0215] 図 2 5 A には、ずれ幅 ϕ が $-30^\circ \leq \phi \leq +30^\circ$ の範囲にある場合におけるセクタとピーク値 i_p (q 軸電流) の候補となる相電流との対応関係情報 1 2 8 B__1 が示されている。図 2 5 B には、ずれ幅 ϕ が $-30^\circ \leq \phi \leq +60^\circ$ の範囲にある場合におけるセクタとピーク値 i_p の候補となる相電流との対応関係情報 1 2 8 B__2 が示されている。

[0216] ここで、図 2 5 A および図 2 5 B に示す各セクタとピーク値 i_p の候補となる相電流との対応関係は、図 1 8 A および図 1 8 B に示した実施の形態 2 に係る各セクタとピーク値 i_p の候補となる相電流との対応関係と同様である。

[0217] モータ駆動制御装置 1 0 B において、図 2 5 A に示した対応関係情報 1 2 8 B__1、および図 2 5 B に示した対応関係情報 1 2 8 B__2 の少なくとも一方が、制御回路 1 B 内の記憶装置（例えば、不揮発性の記憶装置）に予め記憶されている。

[0218] 例えば、モータ駆動制御装置 1 0 B の起動後に、相電流選択部 1 2 7 B は、上記記憶装置から対応関係情報 1 2 8 B__1 または対応関係情報 1 2 8 B__2 を読み出す。相電流選択部 1 2 7 B は、実施の形態 2 に係る相電流選択部 1 2 7 A と同様の手法により、セクタ特定部 1 2 5 B によって特定された電流ベクトル i の位相が属するセクタを引数として、対応関係情報 1 2 8 B__1 または対応関係情報 1 2 8 B__2 から当該引数に対応する複数の相電流を選択する。相電流選択部 1 2 7 B は、選択した複数の相電流の絶対値を比較し、絶対値が最も大きい相電流をピーク値 i_p としてローパスフィルタ 1 2 2 に入力する。q 軸電流算出部 1 2 B におけるローパスフィルタ 1 2 2 以降の処理は、実施の形態 1, 2 と同様である。

[0219] なお、電圧ベクトル v の位相に対する電流ベクトル i の位相のずれ幅 ϕ は

、一般に、モータの回転速度が大きくなるほど大きくなり、負荷（コイルの電流）が大きいほど大きくなる。したがって、実際にモータユニット 100 B が適用されるアプリケーションを考慮して、対応関係情報 128 B__1 と対応関係情報 128 B__2 の少なくとも一方を制御回路 1 B に予め記憶させておけばよい。

[0220] 例えば、ずれ幅 ϕ が比較的小さいことが想定される場合には、対応関係情報 128 B__1 を制御回路 1 B 内の記憶装置に記憶しておき、ずれ幅 ϕ が比較的大きいことが想定される場合には、対応関係情報 128 B__2 を制御回路 1 B 内の記憶装置に記憶しておけばよい。あるいは、対応関係情報 128 B__1, 128 B__2 の両方を制御回路 1 B 内の記憶装置に記憶しておき、相電流選択部 127 B が、何れか一方の対応関係情報を記憶装置から読み出して、ピーク値 i_p を検出してもよい。

[0221] 以上、実施の形態 3 に係るモータ駆動制御装置 10 B によれば、実施の形態 1, 2 に係るモータ駆動制御装置 10, 10 A と同様に、演算の負荷を抑えつつ、q 軸電流を適切に算出することができる。特に、ピーク値検出部 121 B は、ベクトル制御演算の過程で算出される電圧ベクトル v の位相 σ を用いて電流ベクトルの位相を推定するので、演算の負荷を更に抑えることができる。

[0222] 《実施の形態の拡張》

以上、本発明者によってなされた発明を実施の形態に基づいて具体的に説明したが、本発明はそれに限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲において種々変更可能であることは言うまでもない。

[0223] 例えば、実施の形態 1 乃至 3 において、ロータ 31 の回転角度 θ および回転速度 ω を位置センサ 4 u, 4 v, 4 w からの位置検出信号に基づいて算出する場合を例示したが、これに限られず、公知の、モータのセンサレス制御に基づく演算によって、回転角度 θ および回転速度 ω を算出してもよい。この場合、位置センサ 4 u, 4 v, 4 w は不要である。

[0224] また、実施の形態 1 乃至 3 において、電流検出回路 2 c としてインバータ

回路 2 a に直列に接続されたシャント抵抗によって相電流 i_u , i_v , i_w を検出する手法を例示したが、公知の他の電流検出技術によって相電流 i_u , i_v , i_w を検出してもよい。例えば、各相のコイルとそれらに接続されるインバータ回路 2 a の各駆動用トランジスタが共通に接続される点との間に設けられたシャント抵抗によって相電流 i_u , i_v , i_w を検出してもよい（3 シャント方式）。すなわち、相電流 i_u , i_v , i_w の検出方法として、上述の例に限定されず、各相のコイルに流れる電流を検出可能な種々の公知の電流検出技術を採用することができる。

[0225] また、実施の形態 1 乃至 3 おいて、電気角 ($0^\circ \sim 360^\circ$) の範囲を 6 つのセクタに分ける場合を例示したが、セクタの数は 2 個以上であればよく、6 つに限定されない。また、各セクタの範囲 ($-30^\circ < X \leq 30^\circ$ 、 $0^\circ < X \leq 60^\circ$ 等) も上述の例に限定されず、各セクタの範囲として所望の範囲を設定できる。

[0226] また、実施の形態 1 乃至 3 における電圧ベクトル v (v_{ref} , σ) の算出方法は、上述の例に限定されない。すなわち、公知のベクトル制御演算によって、電圧ベクトル v (v_{ref} , σ) を算出してもよい。

[0227] また、実施の形態 1 乃至 3 において、駆動指令信号 S_c が、モータ 3 の回転速度の目標値（目標回転速度）を含む速度指令信号 S_{c1} である場合を例示したが、これに限られない。例えば、駆動指令信号 S_c は、モータ 3 のトルクを指定するトルク指令信号であってもよい。

[0228] また、実施の形態 1 乃至 3 において、モータ 3 が表面磁石型同期モータ（SPMSM）である場合を説明したが、これに限られない。例えば、モータ 3 が表面磁石型同期モータ（SPMSM）でない場合（例えば、モータ 3 が IPMSM の場合）であっても、リラクタンストルクを利用せず、d 軸電流の指令値を常にゼロとするベクトル制御を行う場合には、本実施の形態に係るモータ駆動制御装置 10, 10A, 10B を用いることができる。

[0229] また、実施の形態 1 乃至 3 において、制御回路 1, 1A, 1B は、上述した回路構成に限定されない。制御回路 1, 1A, 1B は、本発明の目的にあ

うように構成された、様々な回路構成を適用することができる。

[0230] 実施の形態1乃至3において、モータ駆動制御装置10、10A、10Bにより駆動されるモータ3の相数は、3相に限られない。

[0231] 上述のフローチャートは具体例であって、このフローチャートに限定されるものではなく、例えば、各ステップ間に他の処理が挿入されていてもよいし、処理が並列化されていてもよい。

符号の説明

[0232] 1、1A、1B…制御回路、2…駆動回路、2a…インバータ回路、2b…プリドライブ回路、2c…電流検出回路、3…モータ、10、10A、10B…モータ駆動制御装置、11…駆動指令取得部、12、12A、12B…q軸電流算出部、13…演算部、14…回転角度取得部、15…回転速度取得部、16、18…誤差算出部、17…q軸電流指令値算出部、19…電圧指令値算出部、20…進角制御部、21…加算部、22…駆動制御信号生成部、100、100A、100B…モータユニット、121、121A、121B…ピーク値検出部、122…ローパスフィルタ、123…乗算部、124、124B…電流位相検出部、125、125A、125B…セクタ特定部、126…相電流算出部、127、127A、127B…相電流選択部、128、128A__1、128A__2、128B__1、128B__2…対応関係情報（セクター相電流）、201…対応関係情報、Q1～Q6…駆動用トランジスタ、Sc…駆動指令信号、Sc1…速度指令信号、Sd…駆動制御信号、 θ …回転角度、 ω …回転速度、 i_q …q軸電流、 i_{qref} …q軸電流の指令値、 v_{ref} …電圧指令値、Vcc…直流電源、Vu_u、Vu_l、Vv_u、Vv_l、Vw_u、Vw_l…駆動信号、Vm…電流検出信号、 ω_{ref} …目標回転速度。

請求の範囲

- [請求項1] 複数相のコイルを有するモータを駆動するための駆動制御信号を出力する制御回路と、
- 前記制御回路から出力された前記駆動制御信号に基づいて前記モータを駆動する駆動回路と、を備え、
- 前記駆動回路は、
- 前記駆動制御信号に基づいて前記複数相のコイルを駆動するインバータ回路と、
- 前記複数相のコイルに流れる電流を検出し、検出した電流に応じた電流検出信号を出力する電流検出回路と、を含み、
- 前記制御回路は、
- 前記モータの動作の目標状態を指示する値を含む駆動指令信号を取得する駆動指令取得部と、
- 前記電流検出信号と前記モータのロータの回転角度とに基づいて、各相のコイルに流れる相電流および当該各相のコイルに流れる相電流の位相を 180° 反転させた相電流のうち、2相の回転座標系の d 軸電流をゼロとしたときの前記2相の回転座標系の q 軸電流に最も近い相電流をピーク値として検出し、当該ピーク値の包絡線に基づいて、前記 d 軸電流をゼロとしたときの前記 q 軸電流を算出する q 軸電流算出部と、
- 前記 q 軸電流算出部によって算出した前記 q 軸電流と、前記駆動指令信号と、前記モータのロータの回転速度と、前記ロータの回転角度とを用いてベクトル制御演算を行うことにより、前記駆動制御信号を生成する演算部と、を含む
- モータ駆動制御装置。
- [請求項2] 請求項1に記載のモータ駆動制御装置において、
- 前記ロータの回転に応じた電気角の範囲を複数に分割したセクタ毎に前記ピーク値の候補となる相電流が対応付けられた対応関係情報が

前記制御回路に記憶され、

前記 q 軸電流算出部は、前記ロータの回転角度と前記電流検出信号とに基づいて、前記 2 相の回転座標系における電流ベクトルの位相を検出するとともに、前記電流ベクトルの位相が属する前記セクタを特定し、前記対応関係情報に基づいて、特定した前記セクタに対応付けられた候補の相電流を選択し、選択した相電流を前記ピーク値とするモータ駆動制御装置。

[請求項3] 請求項 2 に記載のモータ駆動制御装置において、

前記 q 軸電流算出部は、前記セクタに前記ピーク値の候補となる相電流が複数対応付けられている場合に、複数の候補の相電流の大きさの絶対値を比較し、前記絶対値がもっとも大きい相電流を前記ピーク値とするモータ駆動制御装置。

[請求項4] 請求項 2 に記載のモータ駆動制御装置において、

前記 q 軸電流算出部は、前記ロータの回転角度に $\pi/2$ を加算した回転角度を前記電流ベクトルの位相とするモータ駆動制御装置。

[請求項5] 請求項 2 に記載のモータ駆動制御装置において、

前記 q 軸電流算出部は、前記ロータの回転角度に基づいて算出した、前記 2 相の回転座標系における電圧ベクトルの位相に基づいて、前記電流ベクトルの位相を検出するモータ駆動制御装置。

[請求項6] 請求項 1 に記載のモータ駆動制御装置において、

前記 q 軸電流算出部は、
前記ロータの回転角度と前記電流検出信号とに基づいて前記ピーク値を検出するピーク値検出部と、
前記ピーク値検出部によって検出された前記ピーク値が入力されるローパスフィルタと、

前記ローパスフィルタから出力された値に所定値を乗算し、前記 q 軸電流として出力する乗算部と、を含む

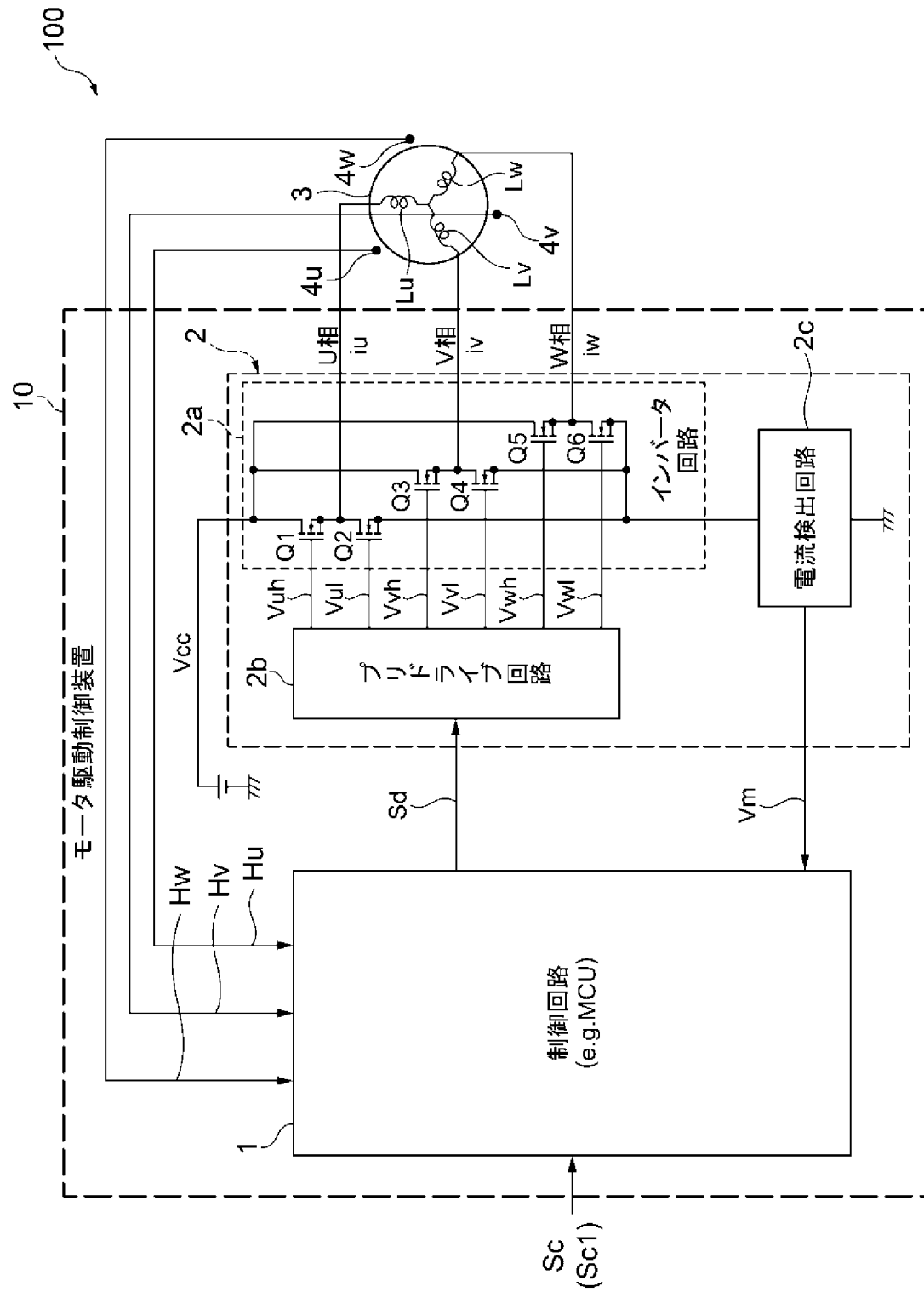
モータ駆動制御装置。

[請求項7] 請求項6に記載のモータ駆動制御装置において、
前記所定値は、 $\pi/3$ である
モータ駆動制御装置。

[請求項8] 請求項2に記載のモータ駆動制御装置において、
前記セクタは、 0° から 360° までの電気角の範囲を 60° 毎に
分割した範囲である
モータ駆動制御装置。

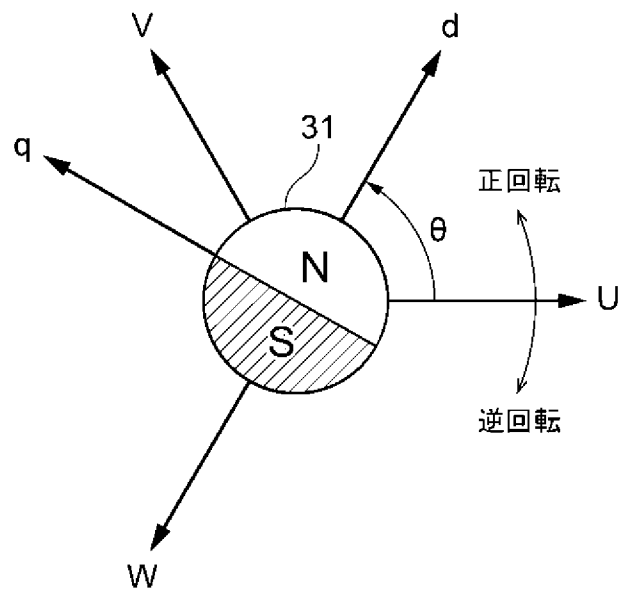
[請求項9] 複数相のコイルを有するモータの動作の目標状態を指示する値を含む駆動指令信号を取得する第1ステップと、
前記複数相のコイルに流れる電流を検出する第2ステップと、
前記第2ステップにおいて検出した電流と前記モータのロータの回転角度とに基づいて、各相のコイルに流れる相電流および当該各相のコイルに流れる相電流の位相を 180° 反転させた相電流のうち、2相の回転座標系の d 軸電流をゼロとしたときの前記2相の回転座標系の q 軸電流に最も近い相電流をピーク値として検出し、当該ピーク値の包絡線に基づいて、前記 d 軸電流をゼロとしたときの前記 q 軸電流を算出する第3ステップと、
前記第1ステップにおいて取得した前記駆動指令信号と、前記第3ステップにおいて算出した前記 q 軸電流と、前記モータのロータの回転速度と、前記ロータの回転角度とを用いてベクトル制御演算を行うことにより、前記モータを駆動させるための駆動制御信号を生成する第4ステップと、を含む
モータ駆動制御方法。

[図1]

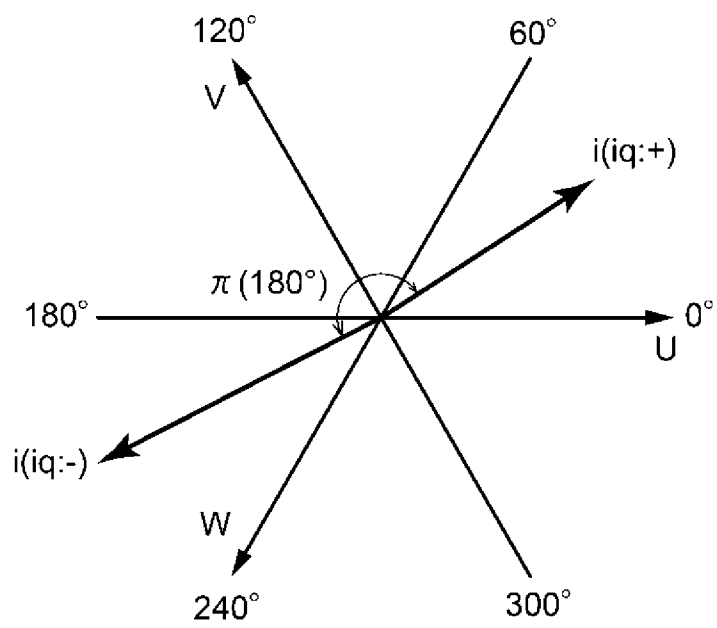


[illegible]

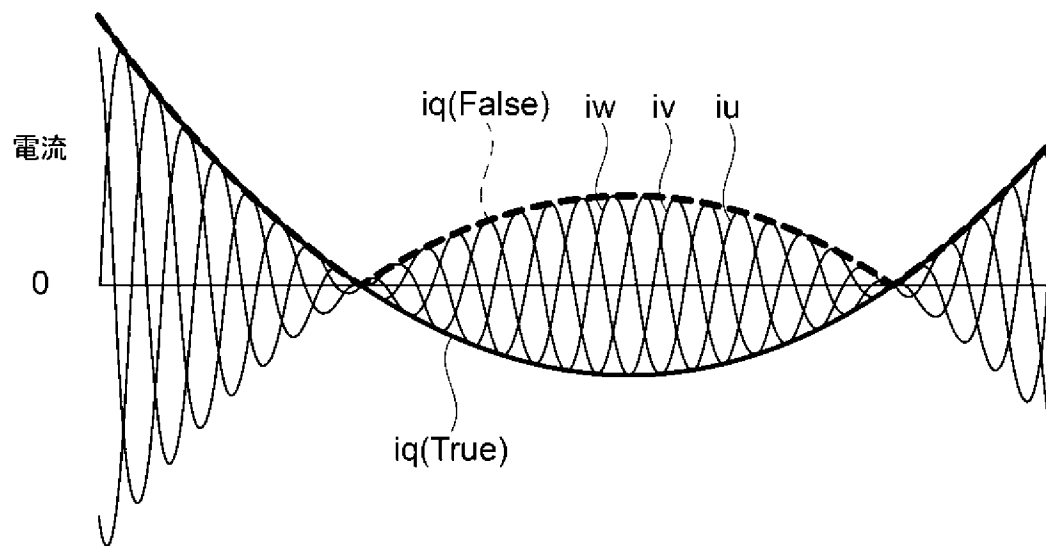
[図3]



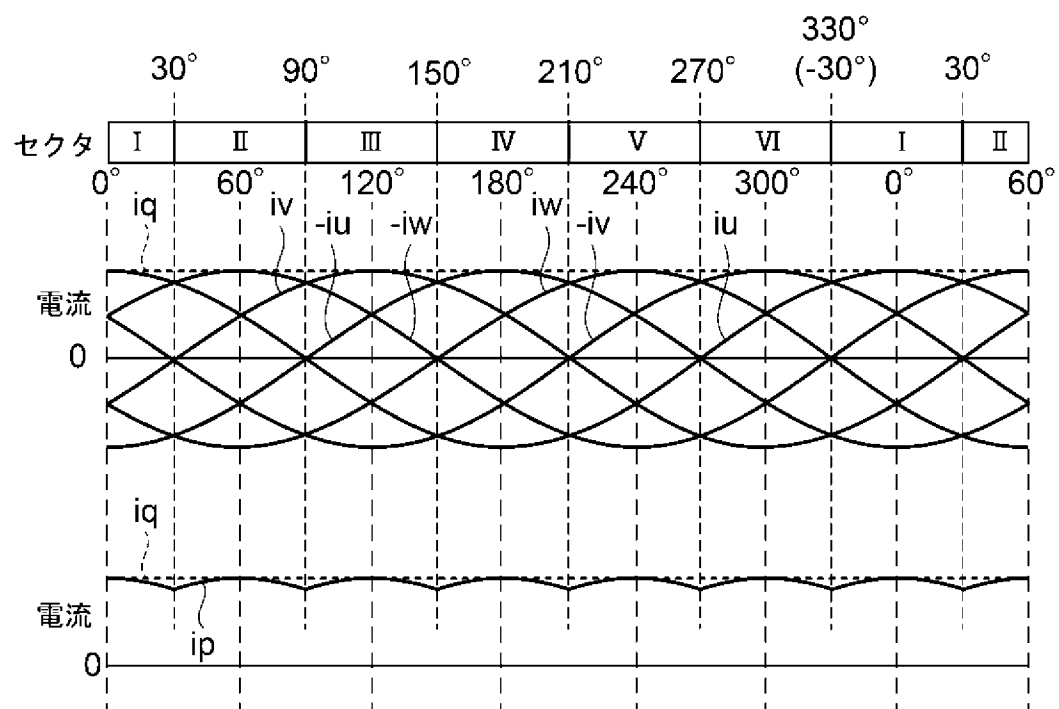
[図4]



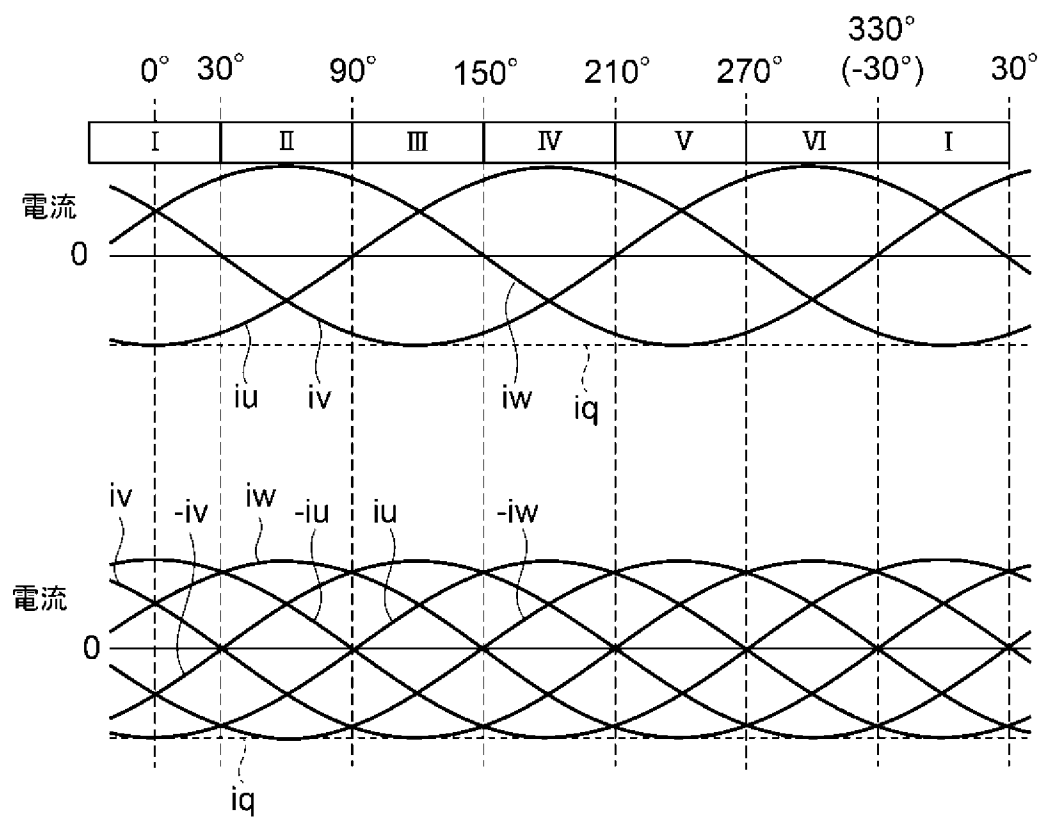
[図5]



[図6]



[図7]

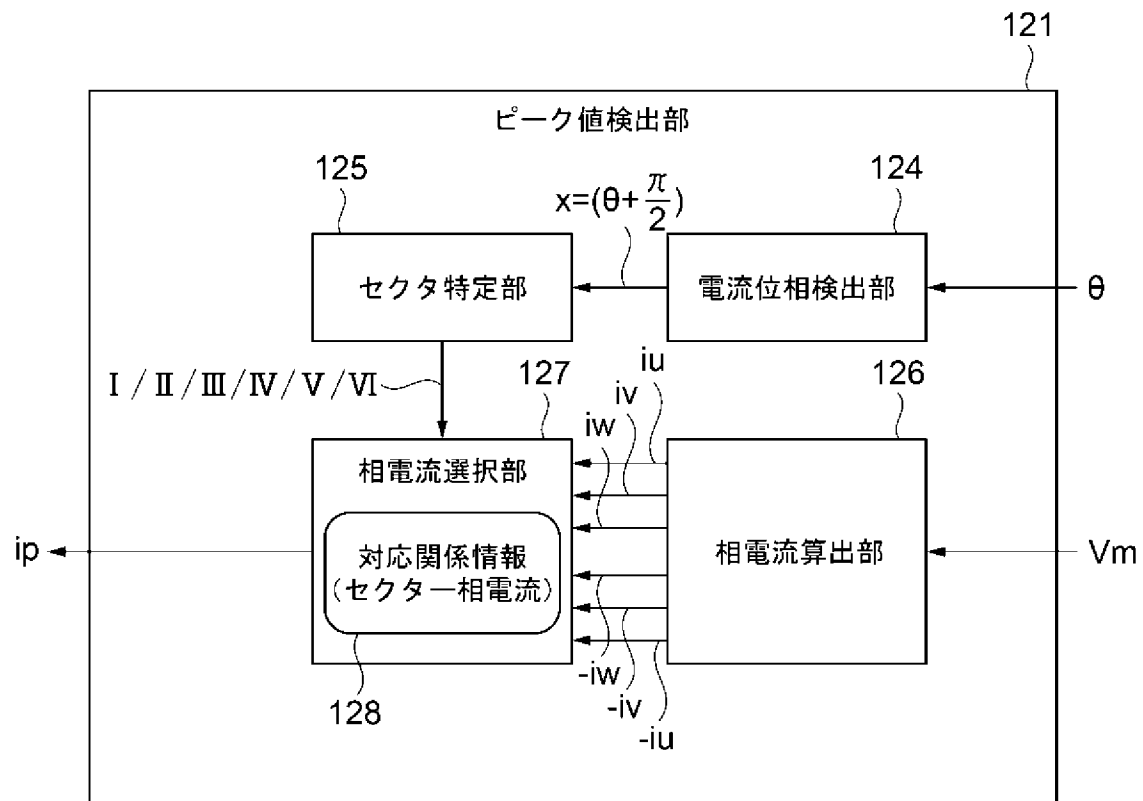


[図8]

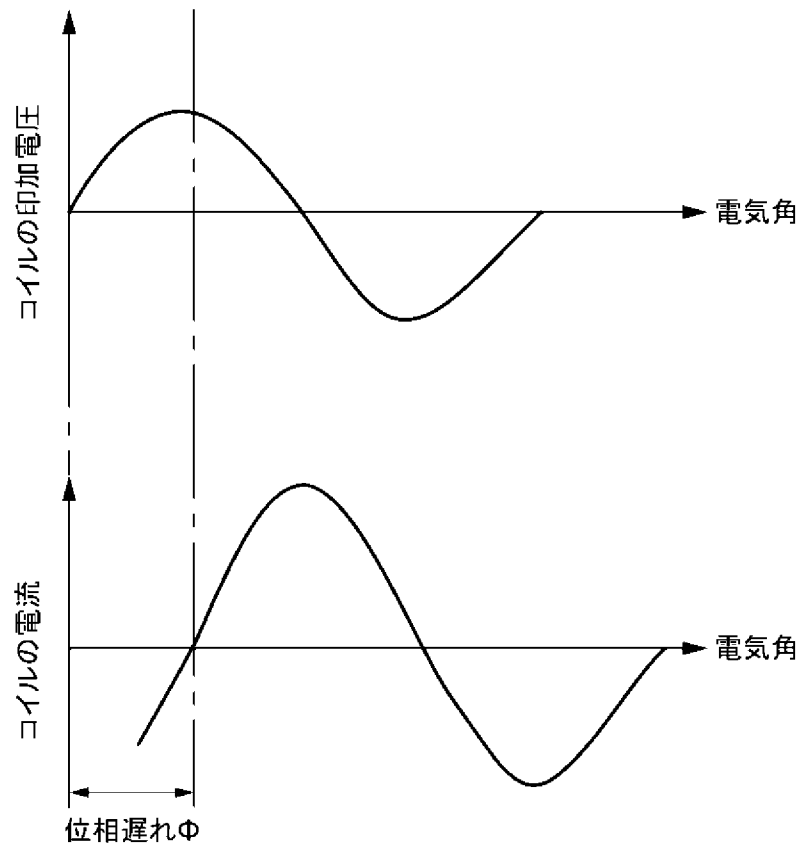
128

電流ベクトル <i>i</i> の位相 <i>X</i>	セクタ	ピーク値 <i>i_p</i> の 候補
$-30^\circ < X \leq 30^\circ$	I	<i>i_u</i>
$30^\circ < X \leq 90^\circ$	II	- <i>i_w</i>
$90^\circ < X \leq 150^\circ$	III	<i>i_v</i>
$150^\circ < X \leq 210^\circ$	IV	- <i>i_u</i>
$210^\circ < X \leq 270^\circ$	V	<i>i_w</i>
$270^\circ < X \leq 330^\circ$	VI	- <i>i_v</i>

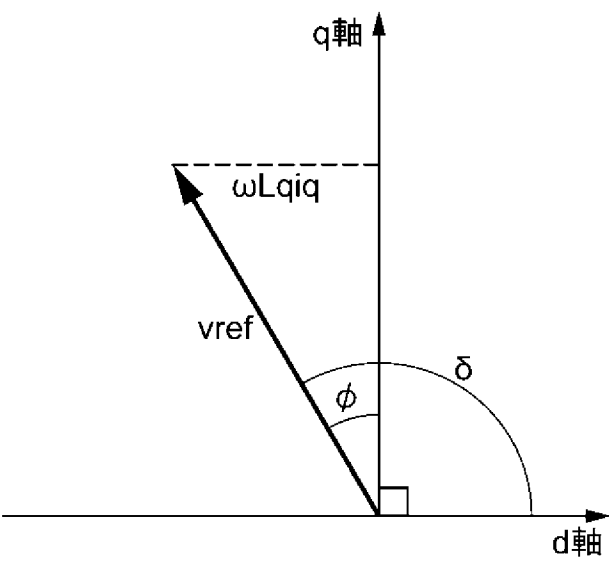
[図9]



[図10]



[図11]

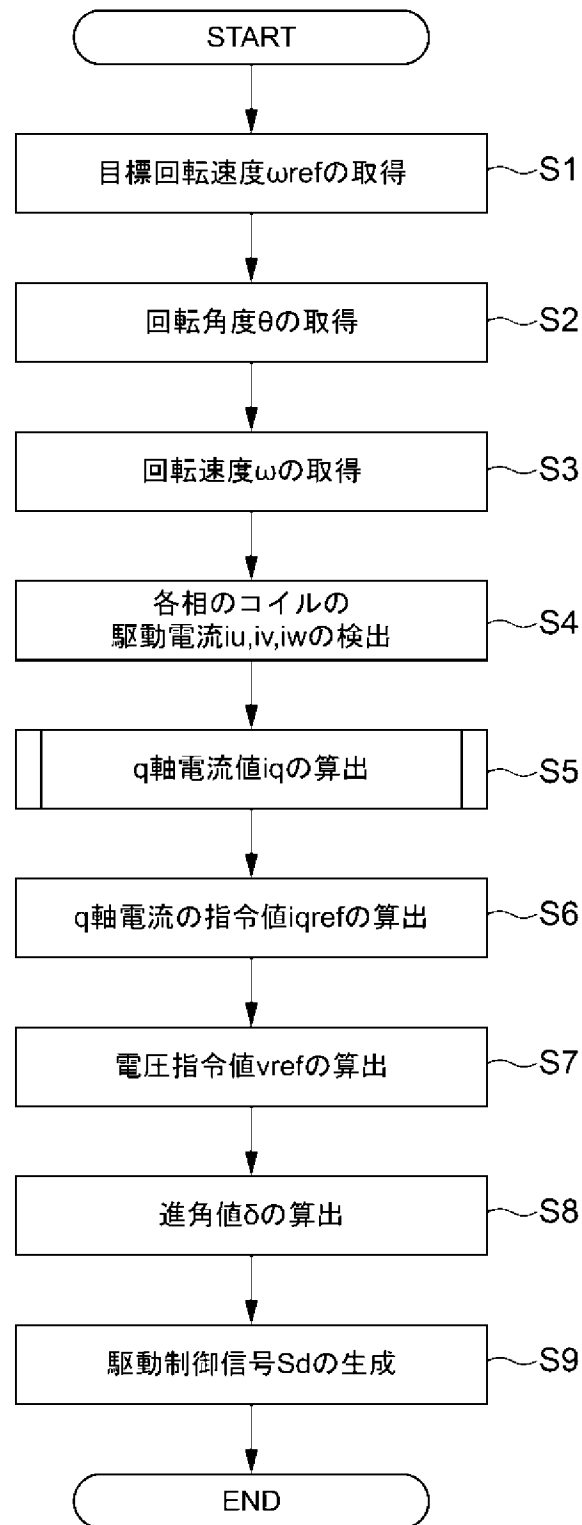


[図12]

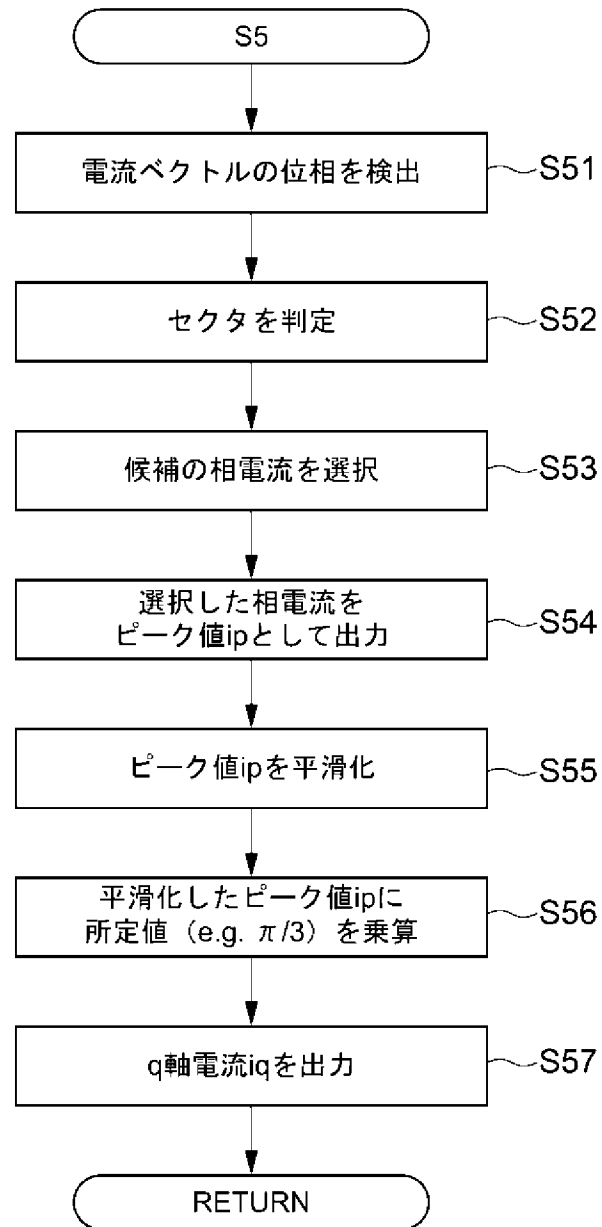
Φorδ

iq(A) ω(rpm)	0	0.1	0.2	0.3	...
0	σ ₁₁	σ ₁₂	σ ₁₃	σ ₁₄	...
100	σ ₂₁	σ ₂₂	σ ₂₃	σ ₂₄	...
200	σ ₃₁	σ ₃₂	σ ₃₃	σ ₃₄	...
300	σ ₄₁	σ ₄₂	σ ₄₃	σ ₄₄	...
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋱

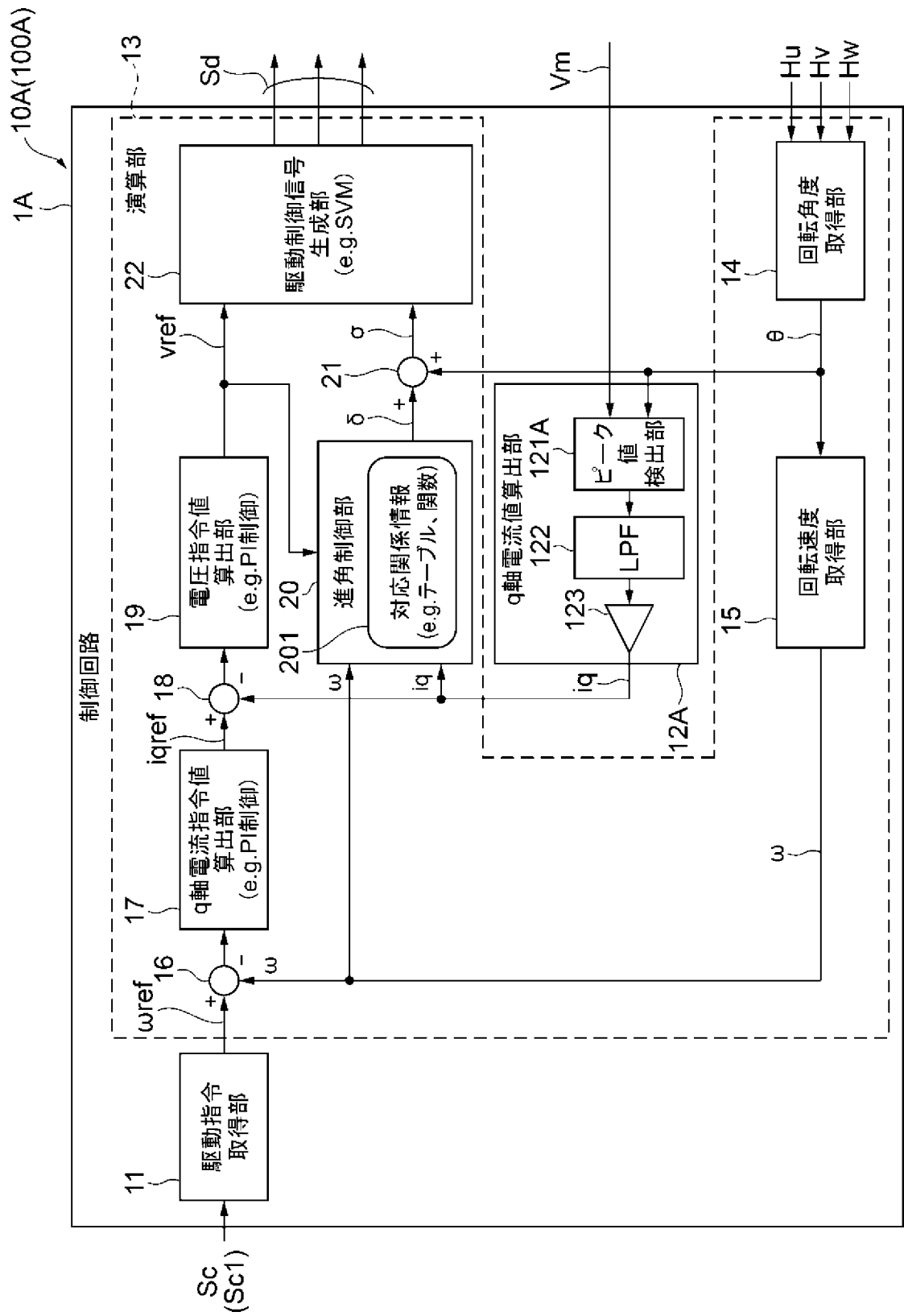
[図13]



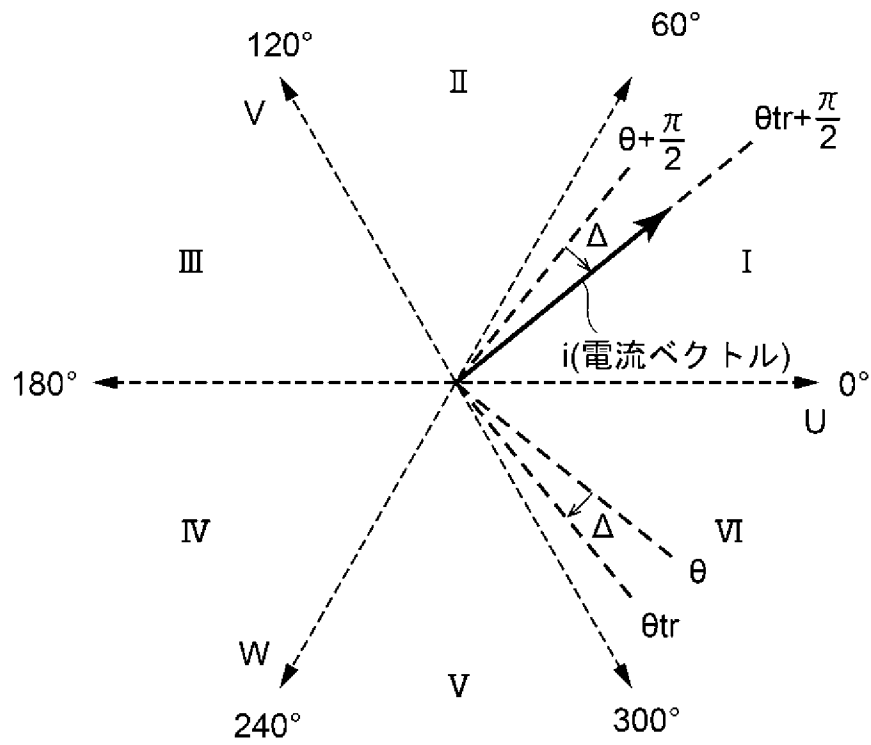
[図14]



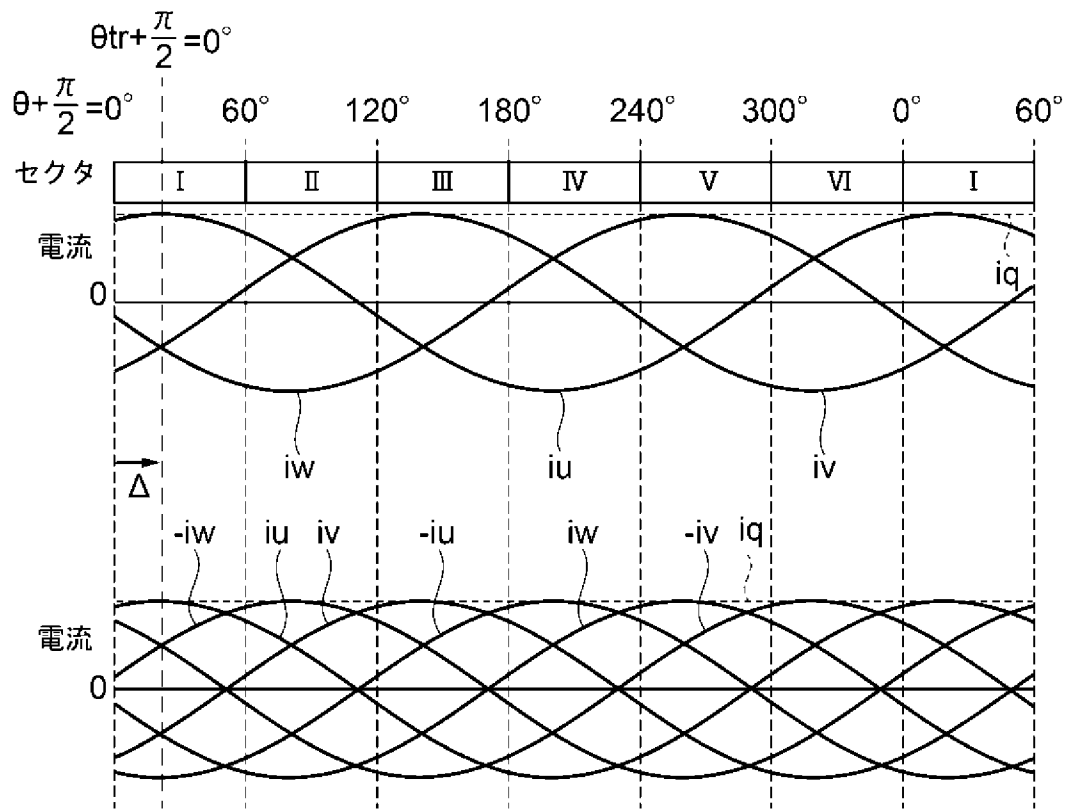
[図15]



[図16]



[図17]



[図18A]

128A_1

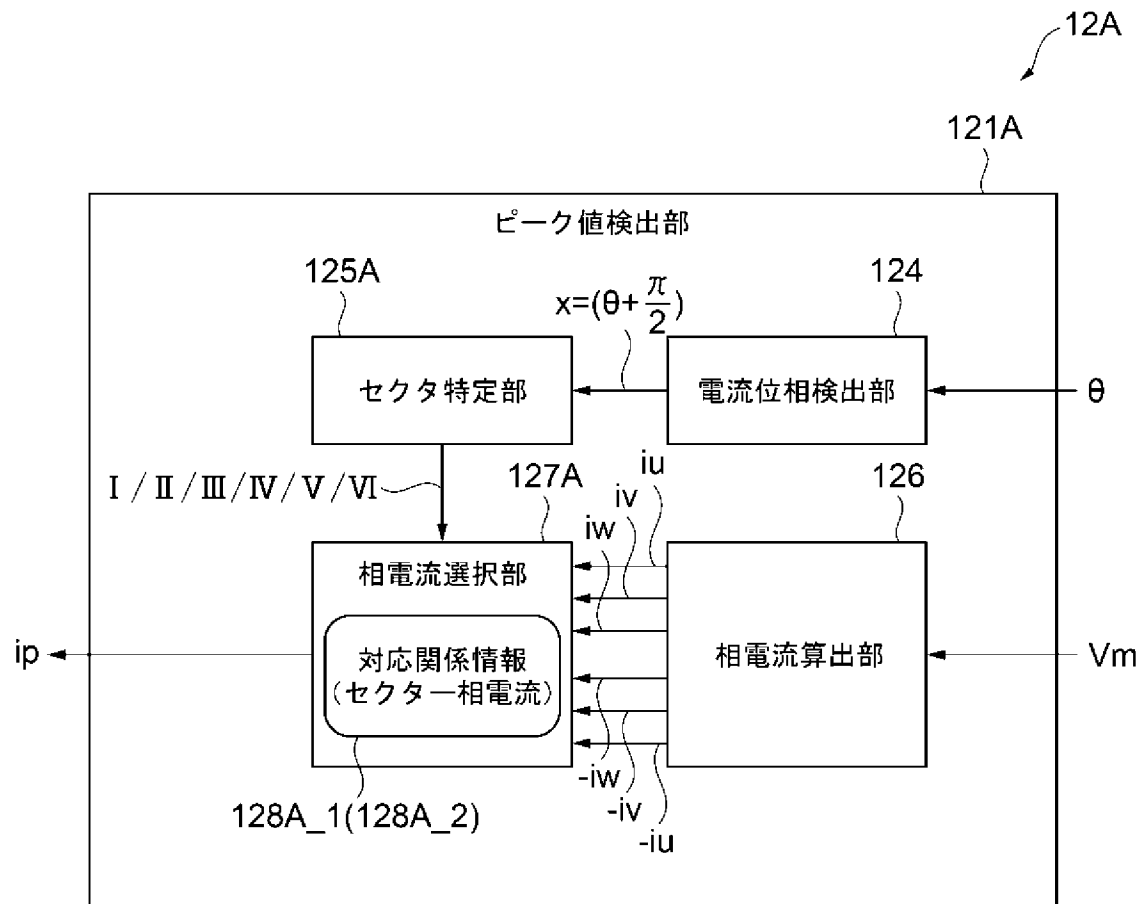
$-30^{\circ} \leq \Delta \leq +30^{\circ}$		
電流ベクトル <i>i</i> の位相 <i>X</i>	セクタ	ピーク値 <i>i_p</i> の 候補
$0^{\circ} < X \leq 60^{\circ}$	I	<i>i_u</i> , - <i>i_w</i>
$60^{\circ} < X \leq 120^{\circ}$	II	<i>i_v</i> , - <i>i_w</i>
$120^{\circ} < X \leq 180^{\circ}$	III	- <i>i_u</i> , <i>i_v</i>
$180^{\circ} < X \leq 240^{\circ}$	IV	- <i>i_u</i> , <i>i_w</i>
$240^{\circ} < X \leq 300^{\circ}$	V	- <i>i_v</i> , <i>i_w</i>
$300^{\circ} < X \leq 360^{\circ}$	VI	<i>i_u</i> , - <i>i_v</i>

[図18B]

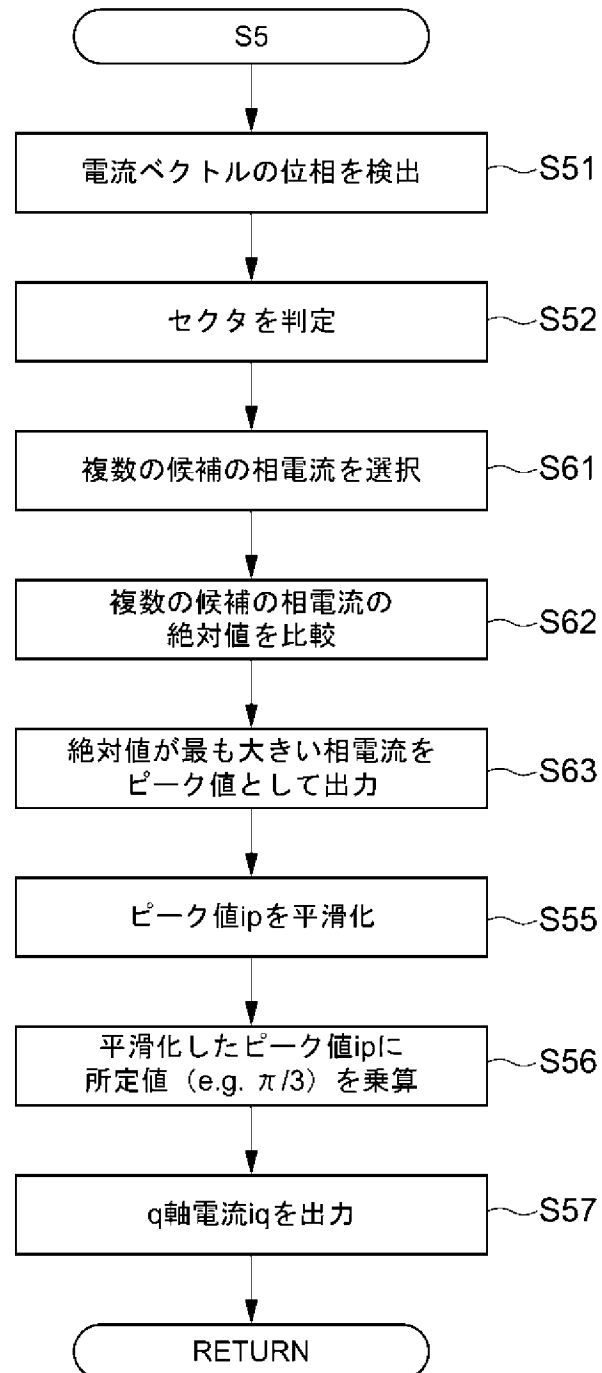
128A_2

$-30^{\circ} \leq \Delta \leq +60^{\circ}$		
電流ベクトル <i>i</i> の位相 <i>X</i>	セクタ	ピーク値 <i>i_p</i> の 候補
$0^{\circ} < X \leq 60^{\circ}$	I	<i>i_u</i> , - <i>i_w</i> , - <i>i_v</i>
$60^{\circ} < X \leq 120^{\circ}$	II	<i>i_v</i> , - <i>i_w</i> , <i>i_u</i>
$120^{\circ} < X \leq 180^{\circ}$	III	- <i>i_u</i> , <i>i_v</i> , - <i>i_w</i>
$180^{\circ} < X \leq 240^{\circ}$	IV	- <i>i_u</i> , <i>i_w</i> , <i>i_v</i>
$240^{\circ} < X \leq 300^{\circ}$	V	- <i>i_v</i> , <i>i_w</i> , - <i>i_u</i>
$300^{\circ} < X \leq 360^{\circ}$	VI	<i>i_u</i> , - <i>i_v</i> , <i>i_w</i>

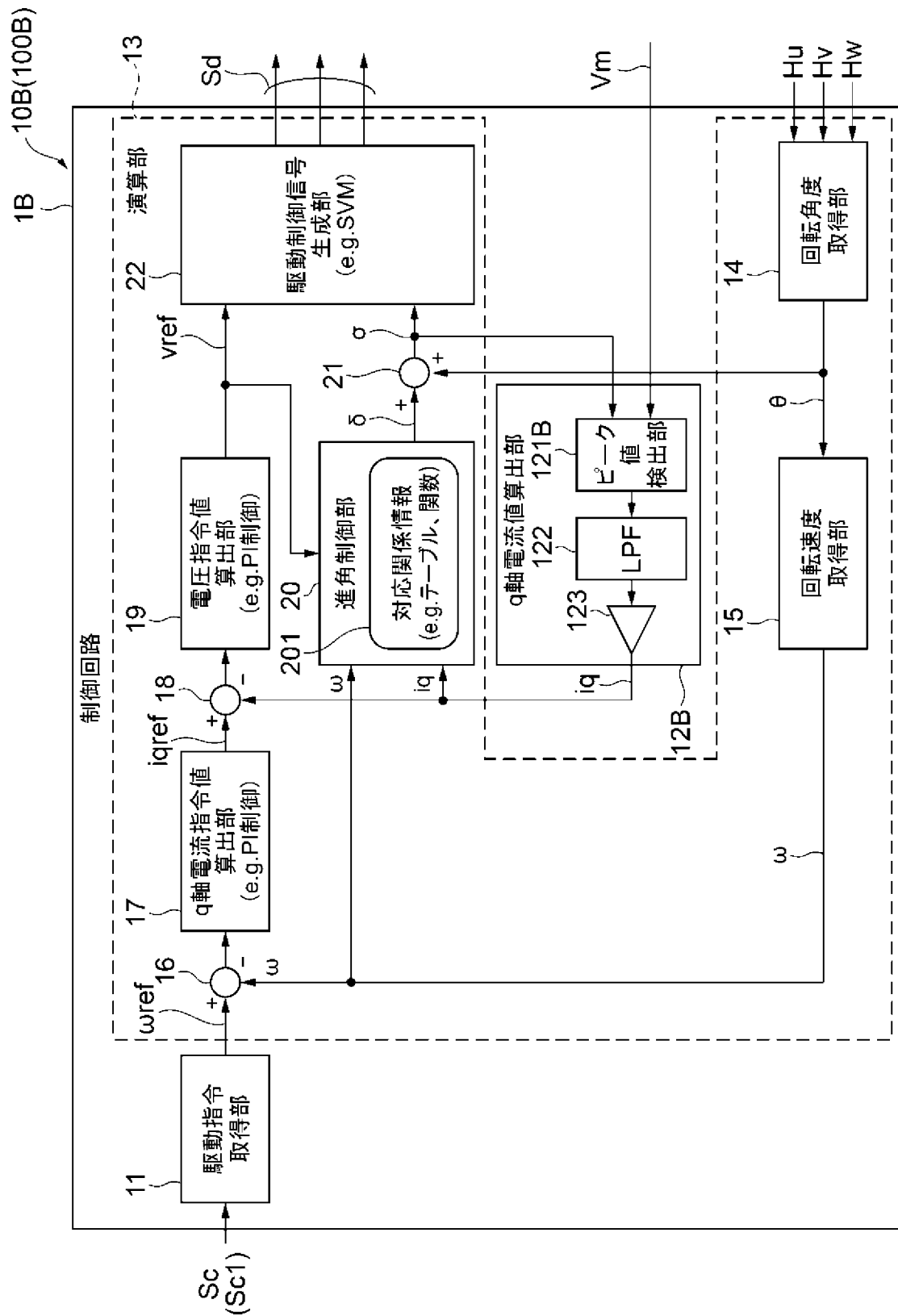
[図19]



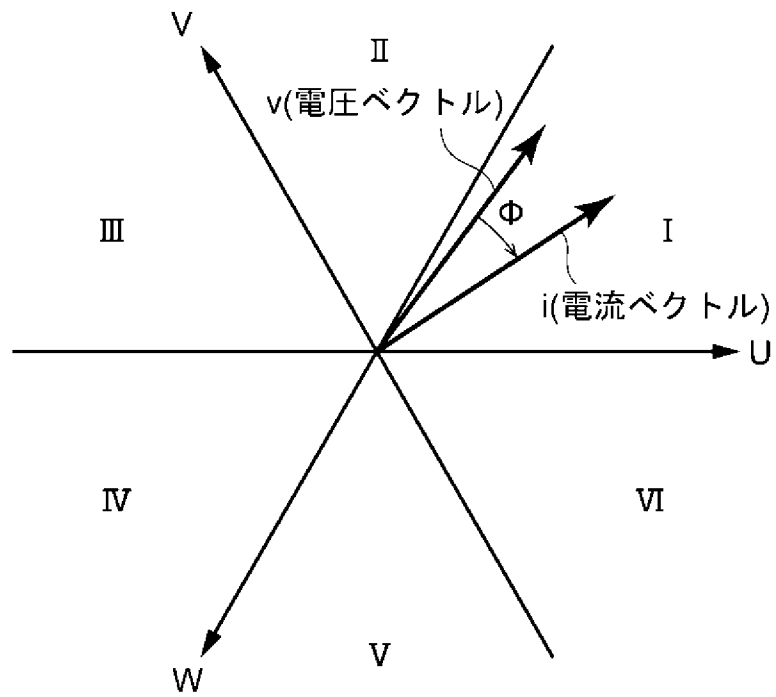
[図20]



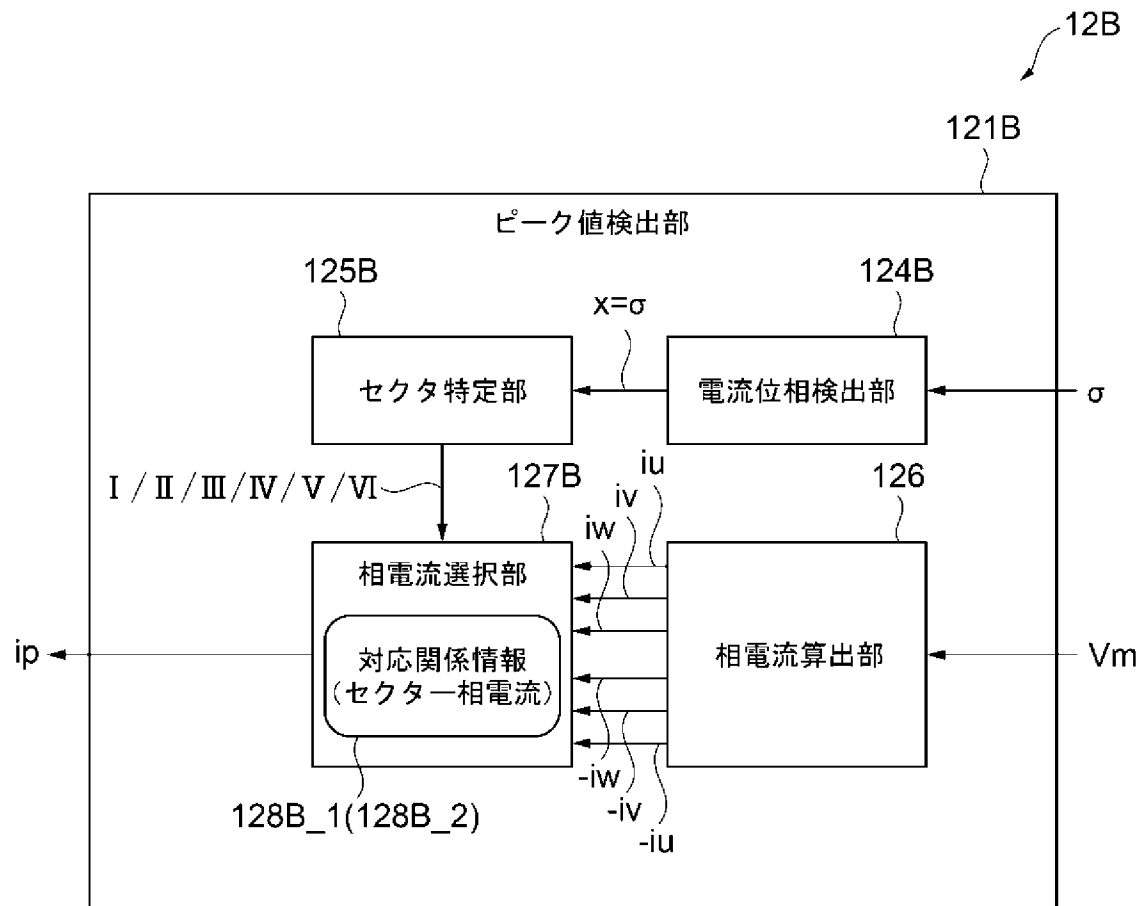
[図21]



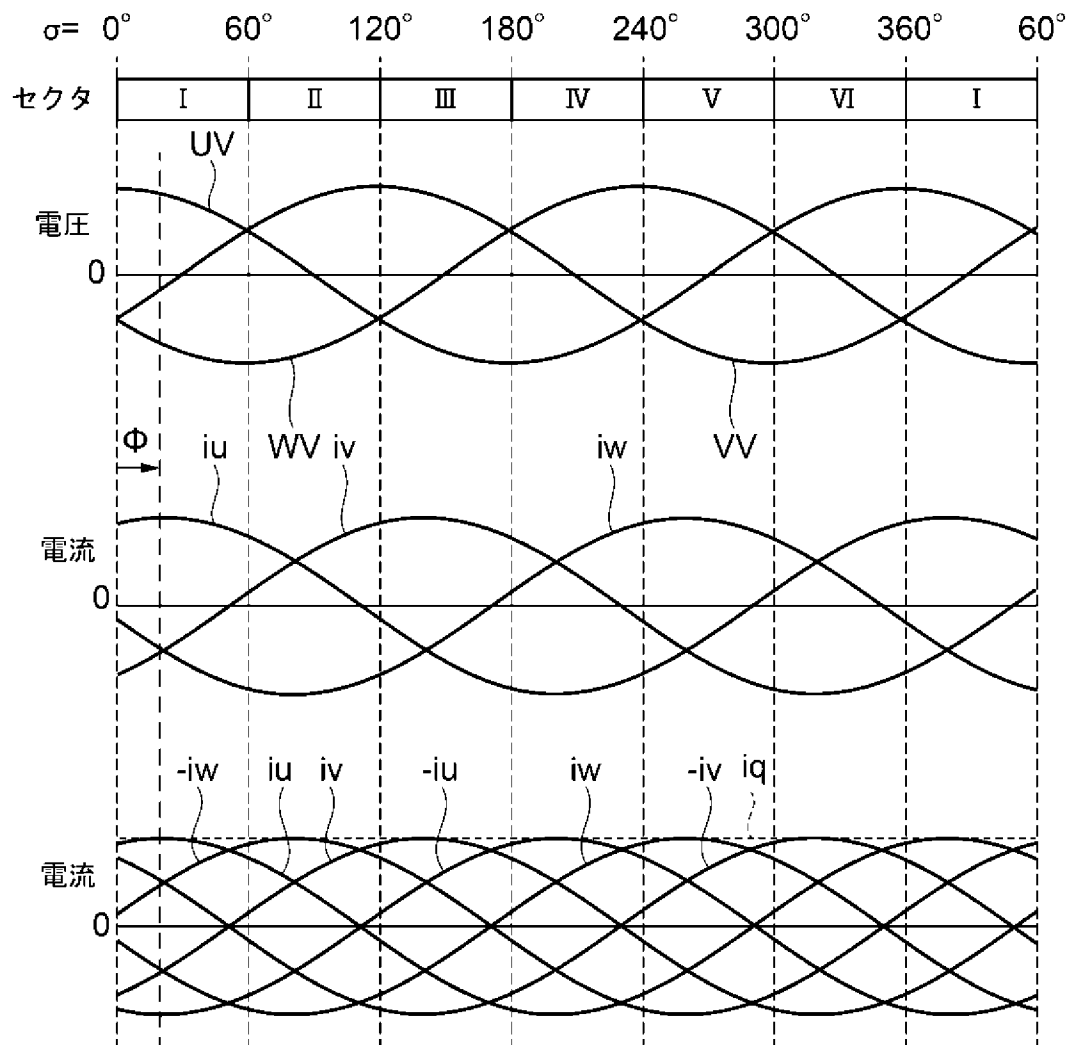
[図22]



[図23]



[図24]



[図25A]

128B_1

-30° ≤ Φ ≤ +30°		
電流ベクトル の位相X	セクタ	ピーク値ipの 候補
0° < X ≤ 60°	I	iu,-iw
60° < X ≤ 120°	II	iv,-iw
120° < X ≤ 180°	III	-iu,iv
180° < X ≤ 240°	IV	-iu,iw
240° < X ≤ 300°	V	-iv,iw
300° < X ≤ 360°	VI	iu,-iv

[図25B]

128B_2

-30° ≤ Φ ≤ +60°		
電流ベクトルi の位相X	セクタ	ピーク値ipの 候補
0° < X ≤ 60°	I	iu,-iw,-iv
60° < X ≤ 120°	II	iv,-iw,iu
120° < X ≤ 180°	III	-iu,iv,-iw
180° < X ≤ 240°	IV	-iu,iw,iv
240° < X ≤ 300°	V	-iv,iw,-iu
300° < X ≤ 360°	VI	iu,-iv,iw

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2023/042357

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**H02P 21/22**(2016.01)i; **H02P 6/15**(2016.01)i; **H02P 27/06**(2006.01)i

FI: H02P21/22; H02P27/06; H02P6/15

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)

H02P21/22; H02P6/15; 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 1971-2024

Registered utility model specifications of Japan 1996-2024

Published registered utility model applications of Japan 1994-2024

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 2010-68653 A (SANYO ELECTRIC CO., LTD.) 25 March 2010 (2010-03-25) entire text, all drawings	1-9
A	JP 2022-66913 A (MINEBEAMITSUMI INC.) 02 May 2022 (2022-05-02) entire text, all drawings	1-9
A	JP 2021-44955 A (MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) 18 March 2021 (2021-03-18) entire text, all drawings	1-9



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

“D” document cited by the applicant in the international application

“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

01 February 2024

Date of mailing of the international search report

20 February 2024

Name and mailing address of the ISA/JP

Japan Patent Office (ISA/JP)
3-4-3 Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915
Japan

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/JP2023/042357

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)			Publication date (day/month/year)
JP	2010-68653	A	25 March 2010	US	2010/0060211	A1	
				entire text, all drawings			
				EP	2164156	A1	
JP	2022-66913	A	02 May 2022	US	2022/0123676	A1	
				entire text, all drawings			
				DE	102021126690	A1	
JP	2021-44955	A	18 March 2021	(Family: none)			

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） H02P 21/22(2016.01)i; H02P 6/15(2016.01)i; H02P 27/06(2006.01)i FI: H02P21/22; H02P27/06; H02P6/15		
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）） H02P21/22; H02P6/15; 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 - 2024年 日本国実用新案登録公報 1996 - 2024年 日本国登録実用新案公報 1994 - 2024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 2010-68653 A（三洋電機株式会社）25.03.2010（2010 - 03 - 25） 全文、全図	1-9
A	JP 2022-66913 A（ミネベアミツミ株式会社）02.05.2022（2022 - 05 - 02） 全文、全図	1-9
A	JP 2021-44955 A（三菱電機株式会社）18.03.2021（2021 - 03 - 18） 全文、全図	1-9
☐ 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、一般的技术水準を示すもの “D” 国際出願で出願人が先行技術文献として記載した文献 “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 01.02.2024	国際調査報告の発送日 20.02.2024	
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） 三島木 英宏 3V 3018 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/JP2023/042357

引用文献			公表日	パテントファミリー文献			公表日
JP	2010-68653	A	25.03.2010	US	2010/0060211	A1	
				全文、全図			
				EP	2164156	A1	
JP	2022-66913	A	02.05.2022	US	2022/0123676	A1	
				全文、全図			
				DE	102021126690	A1	
JP	2021-44955	A	18.03.2021	(ファミリーなし)			