

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2023年11月30日(30.11.2023)



(10) 国際公開番号
WO 2023/228404 A1

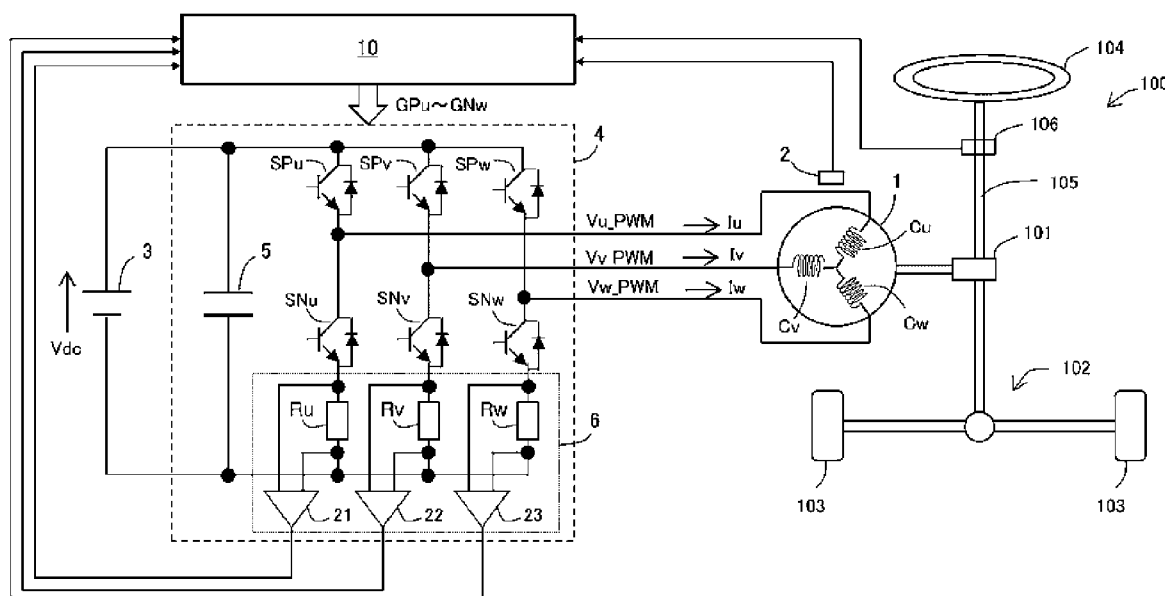
- (51) 国際特許分類:
H02P 21/18 (2016.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2022/021734
- (22) 国際出願日: 2022年5月27日(27.05.2022)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (71) 出願人:三菱電機株式会社(MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者: 田丸 幸寛 (TAMARU Tomohiro); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 西村 悠

希(NISHIMURA Yuki); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 中川 光(NAKAGAWA Akira); 〒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). 折井 将彦 (ORII Masahiko); 〒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). 森 辰也(MORI Tatsuya); 〒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). 藤本 千明(FUJIMOTO Chiaki); 〒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).

(54) Title: ROTATING ELECTRICAL MACHINE CONTROL DEVICE

(54) 発明の名称: 回転電機制御装置

[図1]



(57) Abstract: This rotating electrical machine control device is provided with a rotating electrical machine, a power converter, a current detection unit, a rotation sensor, a rotation arithmetic operation unit, a d-axis current command value generation unit, a q-axis current command value generation unit, a voltage command value calculation unit, and a switching control unit. This rotating electrical machine has a d-axis inductance L_d that is greater than a q-axis inductance L_q . The rotation arithmetic operation unit reduces the angle error resulting from a rotation sensor detection error, on the basis of

WO 2023/228404 A1

(74) 代理人: 西澤 和純, 外(NISHIZAWA Kazuyoshi et al.); 〒1006620 東京都千代田区丸の内一丁目9番2号 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, IQ, IR, IS, IT, JM, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, WS, ZA, ZM, ZW.

(84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, 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, 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))

at least one of the rotation sensor output signal, a current, and a voltage command.

(57) 要約: 回転電機制御装置は、回転電機と、電力変換器と、電流検出部と、回転センサと、回転演算部と、d軸電流指令値生成部と、q軸電流指令値生成部と、電圧指令値算出部と、スイッチング制御部とを有する。回転電機は、d軸インダクタンス L_d がq軸インダクタンス L_q より大きい値を持つ。回転演算部は、回転センサの出力信号、電流、電圧指令値のいずれか一つ以上に基づいて、回転センサの検出誤差に起因する角度誤差を低減する。

明 細 書

発明の名称： 回転電機制御装置

技術分野

[0001] 本開示は、回転電機制御装置に関する。

背景技術

[0002] 従来、永久磁石同期電動機又はブラシレスモータと呼ばれる回転電機が知られている。この回転電機においては、永久磁石がロータに使用され、巻線がステータに巻回されている。巻線に交流電流を通電することによりロータにトルクを生じさせ、ロータを回転させる。このような回転電機においては、ロータの回転速度が上昇するに伴って巻線に誘起される電圧である誘起電圧が上昇する。

特許文献1に開示されているように、誘起電圧を減少させるために、ロータの磁石磁束を低減させる方向に電流を通電する制御、すなわち、弱め磁束制御が一般的に行われている。

[0003] この弱め磁束制御において、高い出力を得るには、回転電機のインダクタンスのうち、ロータの磁石磁束方向に相当するd軸方向におけるインダクタンス L_d を増加させることが重要である。インダクタンス L_d が大きな回転電機であれば、より効率的に弱め磁束制御が行うことが可能であり、高い出力が可能な回転電機を実現することが可能である。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1：日本国特許第6987318号

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0005] ところで、特許文献1に開示されている回転電機を制御するには、回転角検出器が必要である。回転角検出器は、基準角に対してロータの磁極が存在する角度、すなわち、ロータの回転角を検出する。回転角検出器が出力する

回転角には、回転電機の回転角の真値に対する誤差に相当する角度誤差が含まれている。角度誤差に含まれる交流成分は、トルク脈動誤差と称されるトルクの交流成分の誤差を招き、回転電機から発生する振動又は騒音の原因となる。

[0006] したがって、特許文献1に開示されている回転電機においては、効果的な弱め磁束制御によって高出力が可能な回転電機を実現することができたとしても、角度誤差の交流成分に起因して回転電機より生ずる振動又は騒音が増大してしまうという問題がある。

言い換えると、このような回転電機においては、高出力を優先して振動又は騒音の悪化を許容するか、または、高出力が得られないものの振動又は騒音の悪化の抑制を優先するか、を選択する必要がある。

[0007] 本開示は、上記のような課題を解決するためになされたもので、振動又は騒音の発生を抑制しつつ高出力な回転電機を実現することができる回転電機制御装置を提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0008] 本開示に係る回転電機制御装置は、複数相の巻線を有するステータと、前記ステータの径方向内側に配置されているとともに磁石を有するロータと、を有する回転電機と、直流電源の電圧を交流電圧に変換する電力変換器と、電流センサから出力される出力信号に基づいて前記複数相の巻線に流れる電流を検出する電流検出部と、前記ロータの回転角度に応じた出力信号を出力する回転センサと、前記ロータの制御用の回転角度を算出する回転演算部と、前記磁石の磁束の方向をd軸とし、前記d軸よりも電気角で90度進んだ方向をq軸とした場合において前記回転電機に流れるd軸電流の指令値を生成するd軸電流指令値生成部と、前記回転電機に流れるq軸電流の指令値を生成するq軸電流指令値生成部と、前記制御用の回転角度と、前記電流と、前記q軸電流の指令値と、前記d軸電流の指令値に基づいて、前記複数相の巻線に印加する電圧指令値を算出する電圧指令値算出部と、前記電圧指令値に基づいて前記電力変換器が有する複数のスイッチング素子をオンオフ駆動

するスイッチング制御部と、を有する。前記回転電機は、 d 軸インダクタンス L_d が q 軸インダクタンス L_q より大きい値を持つ。前記回転演算部は、前記回転センサの前記出力信号、前記電流、前記電圧指令値のいずれか一つ以上に基づいて、前記回転センサの検出誤差に起因する角度誤差を低減する。

発明の効果

[0009] 本開示に係る回転電機制御装置によれば、振動又は騒音の発生を抑制しつつ高出力な回転電機を実現することができる。

図面の簡単な説明

[0010] [図1]実施の形態1に係る回転電機制御装置を備えた電動パワーステアリング装置の全体構成を示す概略構成図である。

[図2]実施の形態1に係る回転電機制御装置を示すブロック図である。

[図3]実施の形態1に係る回転電機制御装置を示すブロック図である。

[図4]実施の形態1に係る回転電機制御装置が表面磁石型の回転電機に適用される場合において、 $I_d = 0$ 制御及び弱め磁束制御が行われる際における各制御の実行領域を示す図である。

[図5]実施の形態1に係る回転電機制御装置が埋込磁石型の回転電機に適用される場合において、最大トルク電流制御及び弱め磁束制御が行われる際における各制御の実行領域を示す図である。

[図6]実施の形態1に係る制御用角度算出部を示すブロック図である。

[図7]実施の形態1に係る内分率の設定を説明する図である。

[図8]実施の形態1に係る伝達関数を示すボード線図である。

[図9]実施の形態2に係る制御用角度算出部を示すブロック図である。

[図10]実施の形態3に係る回転センサ及び回転検出部を示すブロック図である。

[図11A]実施の形態3に係る回転検出部による演算を説明する図である。

[図11B]実施の形態3に係る回転検出部による演算を説明する図である。

[図12A]実施の形態3に係る回転検出部による演算を説明する図である。

- [図12B]実施の形態3に係る回転検出部による演算を説明する図である。
- [図13A]実施の形態3に係る回転検出部による演算を説明する図である。
- [図13B]実施の形態3に係る回転検出部による演算を説明する図である。
- [図14A]実施の形態3に係る回転検出部による演算を説明する図である。
- [図14B]実施の形態3に係る回転検出部による演算を説明する図である。
- [図15A]実施の形態3に係る回転検出部による演算を説明する図である。
- [図15B]実施の形態3に係る回転検出部による演算を説明する図である。
- [図16]実施の形態4に係る回転センサ及び回転検出部を示すブロック図である。
- [図17A]実施の形態4に係る回転検出部による演算を説明する図である。
- [図17B]実施の形態4に係る回転検出部による演算を説明する図である。
- [図18A]実施の形態4に係る回転検出部による演算を説明する図である。
- [図18B]実施の形態4に係る回転検出部による演算を説明する図である。
- [図19]実施の形態5に係る回転電機制御装置によって制御される回転電機を示す断面図であって、軸方向に見た図である。
- [図20]実施の形態6に係る回転電機制御装置を備えた電動パワーステアリング装置の全体構成を示す概略構成図である。
- [図21]実施の形態6に係るDC-DCコンバータの回路構成を説明する図である。
- [図22]実施の形態6に係るDC-DCコンバータにおけるスイッチング駆動を説明する図である。
- [図23]実施の形態6の変形例に係るDC-DCコンバータの一部を示す回路図である。

発明を実施するための形態

[0011] 実施の形態1.

実施の形態1に係る回転電機制御装置10について図面を参照して説明する。

以下の説明では、回転電機制御装置10を、単に制御装置10と称する場合

合がある。

[0012] 図1は、実施の形態1に係る回転電機制御装置10を備えた電動パワーステアリング装置100の全体構成を示す概略構成図である。本実施の形態において、回転電機1は、電動パワーステアリング装置100の駆動力源である。回転電機1、電力変換器4、及び制御装置10は、電動パワーステアリング装置100を構成している。電動パワーステアリング装置100は、車両に設けられる。

[0013] <回転電機1>

回転電機1は、ステータと、ステータの径方向内側に配置されたロータと、を備えている。ステータは、磁氣的ギャップとなる空隙を介してロータの外周を囲むように配置されている。

[0014] <ステータ>

ステータは、ステータコアと、巻線と、を有している。巻線は、複数の相の各々に対応するコイルである。本実施の形態に係る回転電機1は、U相、V相、W相の3相交流によって駆動が制御されている。巻線は、U相、V相、W相の各々に対応する巻線 C_u 、 C_v 、 C_w で構成されている。図1においては、巻線 C_u 、 C_v 、 C_w の各々に流れる電流が符号 I_u 、 I_v 、 I_w で示されている。以下では、U相、V相、W相の3相のうち1つの相のみについて説明し、共通する他の2つの相について説明を省略する場合がある。

[0015] <ロータ>

ロータは、ロータコアと、回転軸と、複数の磁石とを有する。ロータコアは、例えば、回転軸が延在する方向に積層された複数の電磁鋼板により構成されている。回転軸は、ロータコアの中央部に固定されている。複数の磁石は、ロータコアの外周面に固定されている。複数の磁石とステータとの間に発生する磁界の変化によってロータが回転し、回転軸が回転する。

[0016] ロータは、ロータの回転角度を検出するための回転センサ2を備える。回転センサ2は、ロータの回転角度に応じた出力信号を出力するように構成されている。回転センサ2としては、例えば、レゾルバ、エンコーダ、MRセ

ンサ等が用いられる。回転センサ2から出力される出力信号は、制御装置10に入力される。

磁石は、例えば、永久磁石である。これにより、回転電機1は、永久磁石同期電動機を構成する。回転電機1においては、d軸インダクタンス L_d 及びq軸インダクタンス L_q が $L_d > L_q$ の関係を有する。つまり、d軸インダクタンス L_d がq軸インダクタンス L_q より大きい値を有する。言い換えると、回転電機1は、順突極モータである。

[0017] なお、回転電機1の構成は永久磁石同期電動機に限定されない。磁石は、界磁巻線を有する電磁石であってもよい。3相の巻線C_u、C_v、C_wは、スター結線されてもよいし、デルタ結線されてもよい。

[0018] <電力変換器4>

電力変換器4は、例えば、インバータである。言い換えると、電力変換器4は、直流電源3の電圧を交流電圧に変換するように構成されている。電力変換器4は、U相、V相、W相の3相交流に対応する3つの直列回路と、平滑コンデンサ5と、電流センサ6とを有する。直列回路は、言い換えると、レグである。

[0019] <スイッチング素子>

直列回路の各々においては、スイッチング素子S_Pとスイッチング素子S_Nとが直列に接続されている。スイッチング素子S_Pは、直流電源3の正極側に接続される正極側のスイッチング素子である。スイッチング素子S_Nは、直流電源3の負極側に接続される負極側のスイッチング素子である。

[0020] スwitching素子としては、ダイオードが逆並列接続されたIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)、MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)、ダイオードが逆並列接続されたバイポーラトランジスタ等が用いられる。各スイッチング素子のゲート端子は、ゲート駆動回路等を介して、制御装置10に接続されている。各スイッチング素子は、制御装置10から出力されたスイッチング信号GP

u ~ GNwによりオン又はオフの駆動を行う。

[0021] なお、図1においては、スイッチング素子SPを表す符号SPu、SPv、SPw、スイッチング素子SNを表す符号SNu、SNv、SNw、が示されているが、小文字u、v、wは、U相、V相、W相の3相交流の各々に対応することを示している。3相の各々を区別しない場合、単にスイッチング素子SPと称したり、単にスイッチング素子SNと称したりする場合がある。

[0022] U相、V相、W相の3相の各々の直列回路における2つのスイッチング素子SP、SNの間の接続点は、対応する巻線Cu、Cv、Cwに一对一で接続されている。

具体的には、U相の直列回路では、U相の正極側のスイッチング素子SPuとU相の負極側のスイッチング素子SNuとが直列接続されている。2つのスイッチング素子SPu、SNuの間の接続点は、U相の巻線Cuに接続されている。

V相の直列回路では、V相の正極側のスイッチング素子SPvとV相の負極側のスイッチング素子SNvとが直列接続されている。2つのスイッチング素子SPv、SNvの間の接続点は、V相の巻線Cvに接続されている。

W相の直列回路では、W相の正極側のスイッチング素子SPwとW相の負極側のスイッチング素子SNwとが直列接続されている。2つのスイッチング素子SPw、SNwの間の接続点は、W相の巻線Cwに接続されている。

[0023] <平滑コンデンサ5、直流電源3>

平滑コンデンサ5は、直流電源3の正極側と負極側との間に接続されている。

直流電源3は、電力変換器4に直流電圧Vdcを出力する。本実施の形態においては、直流電圧Vdcは、例えば、12Vである。直流電源3は、例えば、バッテリー、DC-DCコンバータ、ダイオード整流器、PWM整流器等である。直流電圧Vdcを出力する機器であれば、直流電源3を構成する機器の種類は限定されない。直流電源3には、直流電圧Vdcを検出する

電圧センサが設けられてもよい。電圧センサから出力される出力信号が制御装置10に入力されてもよい。制御装置10は、検出した直流電圧 V_{dc} を用いて、制御を行ってもよい。

[0024] <電流センサ6>

電流センサ6は、U相、V相、W相の3相の各々の巻線に流れる電流を検出するように構成されている。電流センサ6は、例えば、シャント抵抗又はホール素子等の電流センサである。電流センサ6から出力される出力信号は、制御装置10に入力される。

本実施の形態では、電流センサ6は、U相、V相、W相の3相の各々の直列回路におけるスイッチング素子 S_{Pw} 、 S_{Nw} に直列に接続されている。

[0025] 電流センサ6は、U相の抵抗 R_u 、V相の抵抗 R_v 、及びW相の抵抗 R_w を有する。3相の抵抗 R_u 、 R_v 、 R_w の各々は、スイッチング素子 S_{Nu} 、 S_{Nv} 、 S_{Nw} の負極側に直列接続されている。

3相の抵抗 R_u 、 R_v 、 R_w は、アンプ21、22、23に一对一で接続されている。アンプ21、22、23は、3相の抵抗 R_u 、 R_v 、 R_w の各々の両端の電位差を検出する。検出された電位差は、制御装置10に入力される。

[0026] なお、U相、V相、W相の3相の各々において、電流センサ6は、2つのスイッチング素子 S_P 、 S_N の直列回路と巻線とを接続する電線上に備えられてもよい。

また、電流センサ6は、電力変換器4と直流電源3と接続する電線上に設けられてもよい。この場合、公知の「母線1シャント方式」により、U相、V相、W相の3相の各々における巻線の電流が検出されてもよい。

[0027] 電力変換器4の構成は、インバータに限定されない。インバータ以外の電力変換器、例えば、マトリックスコンバータが電力変換器4に用いられてもよい。

[0028] <電動パワーステアリング装置100>

電動パワーステアリング装置100は、上述した回転電機制御装置10と

、上述した電力変換器4と、上述した回転電機1と、駆動力伝達機構101と、操舵装置102と、車輪103と、ハンドル104と、シャフト105と、トルクセンサ106とを備えている。

駆動力伝達機構101は、回転電機1から発生した駆動力を車両の操舵装置102に伝達する機構である。駆動力伝達機構101は、回転電機1の回転軸をシャフト105に連結するウォームギヤ機構等で構成されている。

ハンドル104は、車両を運転する運転者によって操作され、左回転又は右回転が可能である。回転電機1を構成するロータの回転軸は、駆動力伝達機構101を介して車輪103の操舵装置102に連結されている。

シャフト105は、ハンドル104に連結されている。シャフト105は、ハンドル104による操舵トルクを車輪103に連結されている操舵装置102に伝達する。

トルクセンサ106は、シャフト105に取り付けられている。トルクセンサ106は、ハンドル104による操舵トルク T_s を検出する。トルクセンサ106から出力される出力信号は、制御装置10に入力される。トルクセンサ106から出力される出力信号は、例えば、後述する入力回路92に入力される。

[0029] <制御装置10>

図2及び図3は、本実施の形態に係る制御装置10を示すブロック図である。

制御装置10は、電力変換器4を介して回転電機1を制御するように構成されている。

図2に示すように、制御装置10は、回転検出部31、制御用角度算出部32、電流検出部33、電圧指令値算出部34、及びスイッチング制御部35等を備えている。

制御装置10の各機能は、制御装置10が備えた処理回路により実現される。

以下の説明では、回転検出部31、制御用角度算出部32、電流検出部3

3、電圧指令値算出部34、及びスイッチング制御部35を、制御部31～35と称する場合がある。また、制御部31～35を機能部と称してもよい。

[0030] 制御装置10は、複数の処理回路を備える。具体的には、図3に示すように、制御装置10は、CPU (Central Processing Unit) 90と、記憶装置91と、入力回路92と、出力回路93等を備えている。

[0031] <CPU90>

CPU90は、演算処理装置の一例である。CPU (Central Processing Unit) 等のコンピュータである。

CPU90は、例えば、ASIC (Application Specific Integrated Circuit)、IC (Integrated Circuit)、DSP (Digital Signal Processor)、FPGA (Field Programmable Gate Array)、各種の論理回路、及び各種の信号処理回路等を備えてもよい。CPU90は、記憶装置91に記憶されたソフトウェアを実行するように構成されている。ここで、ソフトウェアとは、例えば、コンピュータプログラムである。CPU90は、同じ種類の回路又は異なる種類の回路等の複数の回路を備えてもよい。複数の回路の各々は、CPU90において行われる処理の一部を分担するように、CPU90の処理が実行されてもよい。

[0032] <記憶装置91>

記憶装置91は、コンピュータプログラム又は各種データ等を記憶する。言い換えると、記憶装置91は、ソフトウェアを記憶することが可能である。

記憶装置91は、RAM (Random Access Memory) 又はROM (Read Only Memory) 等を備える。

記憶装置91がRAMを備える場合、記憶装置91は、CPU90からデ

ータを読み出し及び書き込みが可能である。記憶装置 91 が ROM を備える場合、記憶装置 91 は、CPU 90 からデータを読み出し可能である。

記憶装置 91 は、CPU 90 と記憶装置 91 との間でデータのやり取りを行う。

[0033] <入力回路 92>

入力回路 92 は、制御装置 10 の外部からの外部信号を CPU 90 に入力する回路である。入力回路 92 は、回転センサ 2、電流センサ 6、トルクセンサ 106 等の各種のセンサ又はスイッチに接続されている。入力回路 92 は、A/D 変換器等を備えている。これにより、入力回路 92 は、上述したセンサ又はスイッチから出力される出力信号を CPU 90 に入力する。

[0034] <出力回路 93>

出力回路 93 は、CPU 90 から制御装置 10 の外部に信号を出力する回路である。出力回路 93 には、電気負荷が接続されている。電気負荷は、例えば、ゲート駆動回路等である。ゲート駆動回路は、スイッチング素子の状態をオン状態又はオフ状態に切り替えるようにスイッチング素子を駆動させる。出力回路 93 は、例えば、駆動回路等を備えている。駆動回路は、CPU 90 から制御信号を電気負荷に出力する。

以下の説明では、スイッチング素子の状態をオン状態又はオフ状態に切り替えるようにスイッチング素子を駆動させることを、「スイッチング素子のオンオフ駆動」と称する場合がある。

[0035] このように構成された制御装置 10 において、CPU 90 によってソフトウェアが実行されると、記憶装置 91、入力回路 92、及び出力回路 93 等と、制御装置 10 に接続されている他のハードウェア又はセンサとが協働して駆動する。これにより、制御部 31～35 の各々の機能が実現される。

なお、制御部 31～35 の各々が用いる内分率、制御ゲイン等の設定データは、ソフトウェアの一部として、ROM 等の記憶装置 91 に記憶されている。

[0036] 以下、図 2～図 8 を参照し、制御装置 10 の各機能について詳細に説明す

る。

[0037] <制御装置 10 における基本制御>

<回転検出部 31>

回転検出部 31 は、回転センサ 2 から出力される出力信号に基づいて、ロータの回転角度 θ_d を検出する。具体的には、回転検出部 31 は、U 相の巻線 C_v の位置に対する電気角での磁石の磁極（N 極）の回転角度（磁極位置）を検出する。検出された回転角度は、ロータの回転角度となる検出値 θ_d である。

[0038] <電流検出部 33>

電流検出部 33 は、電流センサ 6 から出力される出力信号に基づいて、3 相の巻線に流れる電流 I_{ud} 、 I_{vd} 、 I_{wd} を検出する。具体的には、電流検出部 33 は、電流センサ 6 から出力される出力信号に基づいて、U 相の巻線 C_u に流れる電流 I_{ud} を検出し、V 相の巻線 C_v に流れる電流 I_{vd} を検出し、W 相の巻線 C_w に流れる電流 I_{wd} を検出する。

[0039] なお、電流検出部 33 における電流検出に関し、電流センサ 6 が 2 相の巻線電流を検出するように構成され、残りの 1 相の巻線電流が、2 相の巻線電流の検出値に基づいて算出されてもよい。例えば、電流センサ 6 が、V 相及び W 相の巻線電流 I_{vd} 、 I_{wd} を検出し、U 相の巻線電流 I_{ud} が、 $I_{ud} = -I_{vd} - I_{wd}$ により算出されてもよい。

[0040] <電圧指令値算出部 34>

電圧指令値算出部 34 は、後述する制御用角度算出部 32 により算出された制御用の回転角度 θ_c 及び電流検出値に基づいて、3 相の巻線 C_u 、 C_v 、 C_w に印加する 3 相の電圧指令値 V_{uo} 、 V_{vo} 、 V_{wo} を算出する。

具体的には、電圧指令値算出部 34 は、制御用の回転角度と、電流と、q 軸電流の指令値と、d 軸電流の指令値に基づいて、複数相の巻線に印加する電圧指令値を算出する。

本実施の形態では、電圧指令値算出部 34 は、電流座標変換部 342、d q 軸電圧指令値算出部 343、及び電圧座標変換部 344 を備えている。

[0041] 電流座標変換部342は、3相の巻線Cu、Cv、Cwの各々の電流検出値I_{ud}、I_{vd}、I_{wd}を、制御用の回転角度θ_cに基づいて、d軸の電流検出値I_{dd}、q軸の電流検出値I_{qd}に変換する。

[0042] 本実施の形態では、電流座標変換部342は、3相の巻線Cu、Cv、Cwの各々の電流検出値I_{ud}、I_{vd}、I_{wd}を、次式に示すように、制御用の回転角度θ_cに基づいて3相2相変換及び回転座標変換を行う。これにより、電流検出値I_{ud}、I_{vd}、I_{wd}をd軸の電流検出値I_{dd}、q軸の電流検出値I_{qd}に変換する。

[0043] [数1]

$$\begin{bmatrix} I_{dd} \\ I_{qd} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_c & \cos\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta_c & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ud} \\ I_{vd} \\ I_{wd} \end{bmatrix} \quad (1-1)$$

[0044] なお、d軸は、磁石の磁極（N極）の方向に定められる。q軸は、d軸より電気角で90度進んだ方向に定められる。

本実施の形態では、制御用の回転角度θ_cに基づいて座標変換される。このため、制御用の回転角度θ_cの方向がd軸となる。

[0045] <電流指令値算出部36>

電流指令値算出部36は、d軸電流指令値生成部361と、q軸電流指令値生成部362とを有する。d軸電流指令値生成部361は、d軸の電流指令値I_{do}を算出する。言い換えると、d軸電流指令値生成部361は、回転電機に流れるd軸電流の指令値を生成する。q軸電流指令値生成部362は、q軸の電流指令値I_{qo}を算出する。言い換えると、q軸電流指令値生成部362は、回転電機に流れるq軸電流の指令値を生成する。電流指令値算出部36は、トルクセンサ106から出力される出力信号に基づいて、運転者が操作するハンドル104に生じる操舵トルクT_sを検出する。

[0046] そして、電流指令値算出部36は、次式に示すように、操舵トルクT_sに基づいてq軸の電流指令値I_{qo}を設定し、d軸の電流指令値I_{do}を0に設定する。すなわち、I_d=0制御が行われる。I_d=0制御は、d軸電流

ゼロ制御の一例である。 $I_d = 0$ 制御では、 d 軸の電流指令値 I_{d0} が 0 に設定される。回転電機 1 が表面磁石型の回転電機である場合においては、 $I_d = 0$ 制御は好適である。

[0047] $I_{q0} = K_a \times T_s \quad I_{d0} = 0 \quad \dots (1-2)$

[0048] ここで、 K_a は、定数である。なお、 K_a は、操舵トルク T_s 及び車両の走行速度等に応じて変化されてもよい。また、 q 軸の電流指令値 I_{q0} は、操舵状況に応じた公知の補償制御に基づいて設定されてもよい。

[0049] なお、回転電機 1 が埋込磁石型の回転電機である場合においては、 $I_d = 0$ 制御の代わりに、最大トルク電流制御により d 軸及び q 軸の電流指令値 I_{d0} 、 I_{q0} が設定されてもよい。最大トルク電流制御では、同一電流に対して発生トルクを最大にするような d 軸及び q 軸の電流指令値 I_{d0} 、 I_{q0} が算出される。

[0050] 回転角速度が高い領域においては、 $I_d = 0$ 制御又は最大トルク電流制御により算出される d 軸の電流指令値よりも、 d 軸の電流指令値 I_{d0} を負方向に増加させる弱め磁束制御が行われる。

[0051] 例えば、弱め磁束制御の実行領域は、回転角速度 ω が、インバータが出力する線間電圧の振幅が直流電圧 V_{dc} に到達する基底速度以上になる領域に設定される。

[0052] 図 4 は、制御装置 10 が表面磁石型の回転電機に適用される場合において、 $I_d = 0$ 制御及び弱め磁束制御が行われる際における各制御の実行領域を示す図である。

図 5 は、制御装置 10 が埋込磁石型の回転電機に適用される場合において、最大トルク電流制御及び弱め磁束制御が行われる際における各制御の実行領域を示す図である。

図 4 及び図 5 において、横軸は回転角速度を示し、縦軸はトルクを示す。

[0053] dq 軸電圧指令値算出部 343 は、次式に示す電流フィードバック制御を行う。具体的には、電流フィードバック制御において、 dq 軸電圧指令値算出部 343 は、 d 軸の電流検出値 I_{dd} が d 軸の電流指令値 I_{d0} に近づく

ように、かつ、q軸の電流検出値 I_{qd} が q軸の電流指令値 I_{qo} に近づくように、d軸の電圧指令値 V_{do} 及び q軸の電圧指令値 V_{qo} を変化させる。電流フィードバック制御においては、例えば、PI制御等が用いられる。

[0054] [数2]

$$\begin{aligned} V_{do} &= K_d \left(1 + \frac{1}{T_d \times s} \right) (I_{do} - I_{dd}) \\ V_{qo} &= K_q \left(1 + \frac{1}{T_q \times s} \right) (I_{qo} - I_{qd}) \end{aligned} \quad (1-3)$$

[0055] ここで、 K_d 、 K_q は、比例ゲインを示す。 T_d 、 T_q は、積分時定数を示す。 s は、ラプラス演算子を示す。なお、d軸電流とq軸電流の非干渉化のためのフィードフォワード制御が行われてもよい。

すなわち、d軸の電圧指令値 V_{do} に、「 $-\omega_c \times L_q \times I_{qc}$ 」が加算されてもよい。また、q軸の電圧指令値 V_{qo} に、「 $\omega_c \times (L_d \times I_{dc} + \phi)$ 」が加算されてもよい。

ここで、 ω_c は、後述する制御用の回転角速度である。 ω_c の代わりに、後述する回転角速度の検出値 ω_d が用いられてもよい。

[0056] L_q は、q軸インダクタンスを示す。 L_d は、d軸インダクタンスを示す。 ϕ は、磁石の起磁力が巻線に鎖交する鎖交磁束を示す。

[0057] 電圧座標変換部344は、d軸の電圧指令値 V_{do} 及び q軸の電圧指令値 V_{qo} を、制御用の回転角度 θ_c に基づいて3相の電圧指令値 V_{uo} 、 V_{vo} 、 V_{wo} に変換する。

[0058] 本実施の形態では、次式に示すように、電圧座標変換部344は、d軸の電圧指令値 V_{do} 及び q軸の電圧指令値 V_{qo} に対して、制御用の回転角度 θ_c に基づく固定座標変換及び2相3相変換を行う。これによって、電圧座標変換部344は、d軸の電圧指令値 V_{do} 及び q軸の電圧指令値 V_{qo} を、3相の電圧指令値 V_{uo} 、 V_{vo} 、 V_{wo} に変換する。

[0059]

[数3]

$$\begin{bmatrix} V_{uo} \\ V_{vo} \\ V_{wo} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_c & -\sin\theta_c \\ \cos\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{do} \\ V_{qo} \end{bmatrix} \quad (1-4)$$

[0060] なお、電圧座標変換部344は、3相の電圧指令値 V_{uo} 、 V_{vo} 、 V_{wo} に対して、2相変調、3次高調波重畳等の公知の変調を加えてもよい。

[0061] <スイッチング制御部35>

スイッチング制御部35は、3相の電圧指令値 V_{uo} 、 V_{vo} 、 V_{wo} に基づいて、電力変換器4が有する複数のスイッチング素子をオンオフ駆動する。スイッチング制御部35は、公知のキャリア比較PWM又は空間ベクトルPWMを用いる。

スイッチング制御部35は、電圧指令値算出部34によって算出された電圧指令値に基づいて、電力変換器4が有する複数のスイッチング素子SP、SNをオンオフ駆動する。

[0062] キャリア比較PWMが用いられる場合は、スイッチング制御部35は、キャリア波と3相の電圧指令値 V_{uo} 、 V_{vo} 、 V_{wo} のそれぞれとを比較する。比較結果に基づいて、スイッチング制御部35は、複数のスイッチング素子をオンオフ駆動させる。

キャリア波は、例えば、三角波である。ここで、三角波は、PWM周期 T_c で0を中心に直流電圧の半分値 $V_{dc}/2$ の振幅で振動する波形を有する。

[0063] U相、V相、W相の3相の各々の正極側のスイッチング素子SPについて、スイッチング制御部35は、次のように動作を制御する。

キャリア波が電圧指令値を下回った場合においては、スイッチング制御部35は、正極側のスイッチング素子SPのスイッチング信号GPをオンして、正極側のスイッチング素子SPをオンにする。

キャリア波が電圧指令値を上回った場合においては、スイッチング制御部35は、正極側のスイッチング素子SPのスイッチング信号GPをオフして

、正極側のスイッチング素子 S_P をオフにする。

[0064] U相、V相、W相の3相の各々の負極側のスイッチング素子 S_N について、スイッチング制御部35は、次のように動作を制御する。

キャリア波が電圧指令値を下回った場合においては、スイッチング制御部35は、負極側のスイッチング素子 S_N のスイッチング信号 G_N をオフして、負極側のスイッチング素子 S_N をオフにする。

キャリア波が電圧指令値を上回った場合においては、スイッチング制御部35は、負極側のスイッチング素子 S_N のスイッチング信号 G_N をオンして、負極側のスイッチング素子 S_N をオンする。

[0065] なお、U相、V相、W相の3相の各々における正極側のスイッチング素子 S_P のオン期間と負極側のスイッチング素子 S_N のオン期間との間には、短絡防止期間が設けられてもよい。短絡防止期間は、いわゆる、デッドタイムである。短絡防止期間においては、正極側のスイッチング素子 S_P 及び負極側のスイッチング素子 S_N の双方をオフ状態にする。

[0066] 空間ベクトルPWMが用いられる場合は、スイッチング制御部35は、3相の電圧指令値 V_{u0} 、 V_{v0} 、 V_{w0} から電圧指令ベクトルを生成する。電圧指令ベクトルに基づいて、スイッチング制御部35は、PWM周期における7つの基本電圧ベクトルの出力時間配分を決定する。スイッチング制御部35は、7つの基本電圧ベクトルの出力時間配分に基づいて、PWM周期において各スイッチング素子をオンオフ駆動するスイッチング信号を生成する。

[0067] <制御用角度算出部32>

制御用角度算出部32は、回転センサ2の出力信号である回転角度、電流、電圧指令値のいずれか一つ以上に基づいて、回転センサ2の検出誤差に起因する角度誤差を低減するように構成されている。具体的な制御用角度算出部32の機能は以下の通りである。

制御用角度算出部32は、ロータの制御用の回転角度 θ_c を算出する。すなわち、制御用角度算出部32は、ロータの制御用の回転角度を算出する回

転演算部の一例である。

制御用角度算出部32は、電流検出値の情報及び電圧指令値の情報に基づいて、ロータの回転角度の真値に対する制御用の回転角度 θ_c の偏差である推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ を推定する。制御用角度算出部32は、回転角度の検出値 θ_d に対する制御用の回転角度 θ_c の偏差である検出角度偏差 $\Delta\theta_d$ を算出する。

[0068] 制御用角度算出部32は、検出角度偏差 $\Delta\theta_d$ を制御角度偏差として算出する。

制御用角度算出部32は、例えば、推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ と検出角度偏差 $\Delta\theta_d$ とを内分した値を、制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ として算出する。

そして、制御用角度算出部32は、制御角度偏差に基づいて前記制御用の回転角度を算出する。具体的には、制御用角度算出部32は、制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ が0に近づくようにフィードバック制御を行うことにより、制御用の回転角度 θ_c を算出する。より具体的には、制御用角度算出部32は、このフィードバック制御を行うことにより、ロータの制御用の回転角速度を変化させ、制御用の回転角速度を積分して、制御用の回転角度を算出する。

[0069] ロータの回転角速度に比例する物理量である速度比例物理量が予め設定された速度閾値 T_h よりも高い場合において、制御用角度算出部32は、制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ における推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ の割合 K_e を、検出角度偏差の割合 K_d よりも高くする。

速度比例物理量が速度閾値 T_h よりも低い場合において、制御用角度算出部32は、制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ における推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ の割合 K_e を、検出角度偏差の割合 K_d よりも低くする。

[0070] この構成によれば、推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ と検出角度偏差 $\Delta\theta_d$ とを内分した制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ が0に近づくようにフィードバック制御を行う。これにより、制御用の回転角度 θ_c が算出されている。言い換えると、本実施の形態に係る制御装置10は、特許文献1に開示された弱め磁束制御のように、回転角速度のセンサ検出値をフィードバック制御値により補正するよう

に構成されていない。本実施の形態に係る制御装置 10 においては、ロータが高速度で回転しているときに、回転角度のセンサ検出値に含まれる交流成分の誤差を低下するように、フィードバック制御の応答周波数を高くする必要がない。

[0071] このため、フィードバック制御の応答周波数を、比較的到低い周波数である機械的な回転角度の振動周波数に共振するように設定することができる。さらに、フィードバック制御の応答周波数を、比較的に高い数周波の電流検出値に含まれるノイズ成分の周波数に共振しないように設定することができる。

[0072] また、ロータが高速度で回転しているときに、推定実角度偏差 $\Delta \theta_e$ の割合 K_e が、検出角度偏差 $\Delta \theta_d$ の割合 K_d よりも高くされると共に、制御角度偏差 $\Delta \theta_c$ を 0 に近づけるフィードバック制御により制御用の回転角度 θ_c が算出されている。このため、回転角度の検出値 θ_d に含まれる交流成分の誤差が、制御用の回転角度 θ_c に反映されることを抑制することができる。さらに、制御用の回転角度 θ_c を回転角度の真値に近づけることができる。

[0073] 従って、ロータが高速度で回転しているときに、回転角度の検出値 θ_d に含まれる交流成分の誤差を低減しつつ、電流検出値に含まれる高周波のノイズ成分による回転角度の誤差の増加を抑制することができる。

[0074] また、ロータが低速度で回転しているときに、検出角度偏差 $\Delta \theta_d$ の割合 K_d が、推定実角度偏差 $\Delta \theta_e$ の割合 K_e よりも高くされた場合であっても、制御角度偏差 $\Delta \theta_c$ を 0 に近づけるフィードバック制御により制御用の回転角度 θ_c が算出されている。このため、回転角度の検出値 θ_d に含まれる交流成分の誤差が、制御用の回転角度 θ_c に反映されることを抑制することができる。

[0075] <検出角度偏差 $\Delta \theta_d$ の算出>

図 6 は、本実施の形態に係る制御用角度算出部 32 を示すブロック図である。

制御用角度算出部32は、次式に示すように、回転角度の検出値 θ_d から制御用の回転角度 θ_c を減算して、検出角度偏差 $\Delta\theta_d$ を算出する。

$$[0076] \quad \Delta\theta_d = \theta_d - \theta_c \quad \dots (1-5)$$

[0077] <推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ の算出>

上述したように、制御用角度算出部32は、電流検出値の情報、及び電圧指令値の情報に基づいて、ロータの回転角度の真値に対する制御用の回転角度 θ_c の偏差である推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ を推定する。

[0078] 本実施の形態では、制御用角度算出部32は、d軸の電流検出値 I_{dd} 、q軸の電流検出値 I_{qd} 、d軸の電圧指令値 V_{do} 、q軸の電圧指令値 V_{qo} 、及び制御用の回転角速度 ω_c に基づいて、ロータの回転角度の真値に対する制御用の回転角度 θ_c の偏差である推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ を推定する。

[0079] 制御用角度算出部32は、次式を用いて、推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ を算出する。

$$[0080] \quad \begin{aligned} \Delta V_d &= -V_{do} + R \times I_{dd} - \omega_c \times L_q \times I_{qd} \\ \Delta V_q &= V_{qo} - R \times I_{qd} - \omega_c \times L_d \times I_{dd} \\ \Delta\theta_e &= \arctan(\Delta V_d / \Delta V_q) \quad \dots (1-6) \end{aligned}$$

[0081] ここで、Rは、予め設定された巻線の抵抗値を示す。L_qは、予め設定されたq軸インダクタンスを示す。L_dは、予め設定されたd軸インダクタンスを示す。

[0082] L_d、L_qは、永久磁石の磁気飽和を考慮し、d軸電流及びq軸電流のマップデータを用いて設定されもよい。

[0083] 式(1-6)は、電圧方程式に基づいて導出された式である。 ΔV_d は、制御用の回転角度 θ_c が実際の回転角度から逸脱したことによるd軸電圧の誤差を示す。ここで、「実際の回転角度」とは、電圧方程式が成り立つ回転角度である。 ΔV_q は、制御用の回転角度 θ_c が実際の回転角度から逸脱したことによるq軸電圧の誤差を示す。

そして、 $\Delta V_d / \Delta V_q$ の逆正接関数の値を算出することにより、回転角度の真値に対する制御用の回転角度 θ_c の偏差である推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$

が算出される。

[0084] なお、制御用の回転角速度 ω_c の代わりに、回転角度の検出値 θ_d を微分して算出された回転角速度の検出値 ω_d が用いられてもよい。

[0085] また、d軸の電圧指令値 V_{d0} 及びq軸の電圧指令値 V_{q0} の代わりに、3相の巻線に印加されるU相印加電圧 V_{u_PWM} 、V相印加電圧 V_{v_PWM} 、W相印加電圧 V_{w_PWM} を検出してもよい。この場合、3相の電圧検出値 V_{u_PWM} 、 V_{v_PWM} 、 V_{w_PWM} に対して、制御用の回転角度 θ_c に基づく3相2相変換及び回転座標変換を行うことで得られたd軸の電圧検出値 V_{dd} 及びq軸の電圧検出値 V_{qd} が用いられてもよい。

[0086] 制御用角度算出部32は、回転角速度の検出値 ω_d の絶対値が閾値よりも小さい場合には、式(1-6)を用いた推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ を停止し、 $\Delta\theta_e = 0$ に設定してもよい。これは、回転角速度が低い場合において、q軸電圧の誤差 ΔV_q が0に近くなり、 $\Delta V_d / \Delta V_q$ が大きくなり過ぎ、 $\Delta\theta_e$ の算出誤差が大きくなり過ぎることを防止するためである。

[0087] <回転角速度の検出値 ω_d の算出>

制御用角度算出部32は、次式を用いて、回転角速度の検出値 ω_d を算出する。

[0088]
$$\omega_d(n) = \{\theta_d(n) - \theta_d(n-1)\} / \Delta T \quad \dots (1-7)$$

[0089] ここで、 $\theta_d(n-1)$ は、前回の演算タイミングで検出した回転角度を示す。 $\theta_d(n)$ は、今回の演算タイミングで検出した回転角度を示す。 ΔT は、演算周期を示す。

回転角速度の検出値 ω_d として、式(1-7)の算出値に対して、ローパスフィルタ処理をした値が用いられてもよい。

[0090] <内分による制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ の算出>

制御用角度算出部32は、次式に示すように、推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ に推定実角度偏差の内分率 K_e を乗算した値と、検出角度偏差 $\Delta\theta_d$ に検出角度偏差の内分率 K_d を乗算した値との合計の値を算出する。この合計の値は、制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ である。

ここで、推定実角度偏差の内分率 K_e は、推定実角度偏差の割合の一例である。検出角度偏差の内分率 K_d は、検出角度偏差の割合の一例である。

$$[0091] \quad \Delta \theta_c = K_e \times \Delta \theta_e + K_d \times \Delta \theta_d$$

$$K_e + K_d = 1、0 \leq K_e \leq 1、0 \leq K_d \leq 1 \quad \dots (1-8)$$

[0092] ここで、推定実角度偏差の内分率 K_e は、制御角度偏差 $\Delta \theta_c$ における推定実角度偏差 $\Delta \theta_e$ の割合 K_e である。検出角度偏差の内分率 K_d は、制御角度偏差 $\Delta \theta_c$ における検出角度偏差 $\Delta \theta_d$ の割合 K_d である。

[0093] 推定実角度偏差の内分率 K_e と検出角度偏差の内分率 K_d との合計値が1になるように、推定実角度偏差の内分率 K_e 及び検出角度偏差の内分率 K_d は、それぞれ、0以上1以下の範囲に設定される。つまり、 $K_d = 1 - K_e$ になる。

[0094] したがって、 $(\Delta \theta_c - \Delta \theta_e) : (\Delta \theta_d - \Delta \theta_c) = K_e : (1 - K_e)$ の関係が成り立つ。すなわち、制御角度偏差 $\Delta \theta_c$ は、推定実角度偏差 $\Delta \theta_e$ と検出角度偏差 $\Delta \theta_d$ とを、 $K_e : (1 - K_e)$ の比に内分した値になる。

[0095] <速度比例物理量に応じた内分率の変化>

図7は、本実施の形態に係る内分率 K_e 、 K_d の設定例を示す。

図7の横軸に示されているように、本実施の形態では、速度比例物理量として、回転角速度の検出値 ω_d が用いられる。

[0096] 回転角速度の検出値 ω_d が予め設定された速度閾値 T_h よりも高い場合において、制御用角度算出部32は、推定実角度偏差の内分率 K_e を、検出角度偏差の内分率 K_d よりも高くする。

回転角速度の検出値 ω_d が速度閾値 T_h よりも低い場合において、制御用角度算出部32は、推定実角度偏差の内分率 K_e を、検出角度偏差の内分率 K_d よりも低くする。

[0097] すなわち、制御用角度算出部32は、回転角速度の検出値 ω_d が、速度閾値 T_h よりも高い場合において、推定実角度偏差の内分率 K_e を0.5よりも高くし、検出角度偏差の内分率 K_d を0.5よりも低くする。

また、制御用角度算出部32は、回転角速度の検出値 ωd が、速度閾値 $T h$ よりも低い場合において、推定実角度偏差の内分率 $K e$ を0.5よりも低くし、検出角度偏差の内分率 $K d$ を0.5よりも高くする。

なお、回転角速度の検出値 ωd の代わりに、制御用の回転角速度 ωc が用いられてもよい。

[0098] 速度閾値 $T h$ を含む予め設定された速度比例物理量の範囲において、制御用角度算出部32は、回転角速度の検出値 ωd が増加するに従って、推定実角度偏差の内分率 $K e$ を連続的に増加させると共に、検出角度偏差の内分率 $K d$ を連続的に減少させる。

本実施の形態では、「速度閾値 $T h$ を含む予め設定された速度比例物理量の範囲」は、回転角速度の範囲に相当する。以下の説明では、この範囲を入替角速度範囲と称する。

[0099] 速度閾値 $T h$ から所定値を減算した値が、入替角速度範囲の下限角速度 $T h L$ である。速度閾値 $T h$ に所定値を加算した値が、入替角速度範囲の上限角速度 $T h H$ である。入替角速度範囲は、下限角速度 $T h L$ から上限角速度 $T h H$ までの範囲になる。

図7に示す例では、速度閾値 $T h$ が入替角速度範囲の中心になるように、入替角速度範囲が設定される。

[0100] この構成によれば、入替速度範囲において、内分率 $K e$ 、 $K d$ を連続的に変化させている。これにより、推定実角度偏差 $\Delta \theta e$ と検出角度偏差 $\Delta \theta d$ との間に差がある場合において、制御角度偏差 $\Delta \theta c$ が急峻に変化することを抑制し、制御用の回転角度 θc が急峻に変化し、トルクが急峻に変化することを抑制することができる。したがって、運転者における操舵感の悪化を抑制することができる。

なお、速度閾値 $T h$ の前後において、すなわち、速度閾値 $T h$ よりも低い速度又は高い速度において、内分率 $K e$ 、 $K d$ をステップ状に変化させてもよい。

[0101] 制御用角度算出部32は、速度閾値 $T h$ を含む入替角速度範囲において、

回転角速度の検出値 ωd が増加するに従って、推定実角度偏差の内分率 $K e$ を0から1まで連続的に増加させると共に、検出角度偏差の内分率 $K d$ を1から0まで連続的に減少させる。言い換えると、制御用角度算出部32は、速度閾値を含む予め設定された速度比例物理量の範囲よりも速度比例物理量がよりも低い場合は、推定実角度偏差の割合を0に設定すると共に、前記検出角度偏差の割合を1に設定する。

[0102] また、回転角速度の検出値 ωd が入替角速度範囲よりも低い場合は、制御用角度算出部32は、推定実角度偏差の内分率 $K e$ を0に設定すると共に、検出角度偏差の内分率 $K d$ を1に設定する。回転角速度の検出値 ωd が入替角速度範囲よりも高い場合は、制御用角度算出部32は、推定実角度偏差の内分率 $K e$ を1に設定すると共に、検出角度偏差の内分率 $K d$ を0に設定する。言い換えると、制御用角度算出部32は、速度閾値を含む予め設定された速度比例物理量の範囲よりも速度比例物理量がよりも高い場合は、推定実角度偏差の割合を1に設定すると共に、検出角度偏差の割合を0に設定する。

[0103] <速度閾値 $T h$ を弱め磁束制御の実行領域に対応して設定>

速度閾値 $T h$ は、 $I d = 0$ 制御又は最大トルク電流制御の実行領域と弱め磁束制御の実行領域との境界の回転角速度 $\omega b d$ に対応して設定されている。回転角速度 $\omega b d$ は、速度比例物理量の一例である。

以下に、この設定の効果を説明する。

角度誤差 $\Delta \theta e r r$ がある場合の、トルク誤差 $\Delta T e r r$ は、次式のように近似できる。

$$[0104] \quad \Delta T e r r \doteq I q \times \cos (\Delta \theta e r r) + I d \times \sin (\Delta \theta e r r) \quad \dots (1-9)$$

[0105] 誤差がある場合も、角度誤差 $\Delta \theta e r r$ は0に近い。つまり、 $\cos (\Delta \theta e r r) \ll \sin (\Delta \theta e r r)$ になり、式(1-9)の右辺の第1項を無視できる。

よって、トルク誤差 $\Delta T e r r$ は、 d 軸電流 $I d$ の絶対値が大きくなると

、大きくなる。

上述したように、弱め磁束制御においては、 $I_d = 0$ 制御又は最大トルク電流制御により算出されるd軸の電流指令値よりも、d軸の電流指令値 I_{d0} が負方向に増加される。

このため、弱め磁束制御の実行領域では、d軸電流 I_d の絶対値が大きくなり、角度誤差 $\Delta\theta_{err}$ があると、トルク誤差 ΔT_{err} が大きくなる。

[0106] 上述したように、速度閾値 T_h を設定することにより、弱め磁束制御の実行領域で、推定実角度偏差の内分率 K_e が高くされ、推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ が減少するように、制御用の回転角度 θ_c が算出される。このため、回転角度の真値に対する制御用の回転角度 θ_c の偏差（推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ ）が小さくなり、角度誤差 $\Delta\theta_{err}$ が小さくなる。

[0107] 式（1-6）を用いて説明したように、回転角度の真値は、電圧方程式が成り立つ回転角度である。式（1-9）に示すトルク誤差 ΔT_{err} も、電圧方程式に基づいて導出される。このため、推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ が減少するように、制御用の回転角度 θ_c を算出することにより、トルク誤差 ΔT_{err} を減少させることができる。

[0108] 式（1-6）の推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ の算出精度は、誘起電圧が高くなる場合に高くなる。このため、弱め磁束制御が実行される誘起電圧が高くなる領域で、推定実角度偏差の内分率 K_e が高くされることで、角度誤差 $\Delta\theta_{err}$ の低減精度を高くできる。

[0109] 本実施の形態では、回転角速度の検出値 ω_d が、入替角速度範囲の下限角速度 T_{hL} よりも大きくなる場合において、推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ が制御用の回転角度 θ_c の算出に反映される。

[0110] したがって、 $I_d = 0$ 制御又は最大トルク電流制御の実行領域と弱め磁束制御の実行領域との境界の回転角速度 ω_{bd} が、入替角速度範囲の下限角速度 T_{hL} 以上になるように、速度閾値 T_h 及び入替角速度範囲が設定されるとよい。例えば、速度閾値 T_h が境界の回転角速度 ω_{bd} に一致するように設定されるとよい。または、境界の回転角速度 ω_{bd} が入替角速度範囲に含

まれるように、速度閾値 T_h 及び入替角速度範囲が設定されてもよい。

[0111] 図5に示すように、制御装置10が埋込磁石型の回転電機に適用される場合において、境界の回転角速度 ω_{bd} は、トルクに応じて変化する。このため、速度閾値 T_h 及び入替角速度範囲は、トルクに応じて変化されてもよい。

また、制御装置10が埋込磁石型の回転電機に適用される場合では、最大トルク電流制御においても、d軸電流は0よりも小さい値になる。このため、速度閾値 T_h 及び入替角速度範囲は、最大トルク電流制御の実行領域に設定されてもよい。

[0112] なお、速度比例物理量として、制御用の回転角速度 ω_c が用いられてもよい。また、速度比例物理量として、回転角速度以外の物理量が用いられもよい。

例えば、巻線に生じる誘起電圧は、回転角速度に比例し、巻線の印加電圧は、誘起電圧に比例する。

速度比例物理量として、d軸の電圧指令値 V_{d0} 及びq軸の電圧指令値 V_{q0} の電圧ベクトルの大きさ、又は、電圧指令値 V_{d0} の2乗と電圧指令値 V_{q0} の2乗との和が用いられてもよい。

[0113] なお、直流電圧 V_{dc} が電圧閾値よりも低くなった場合において、制御用角度算出部32は、推定実角度偏差の内分率 K_e を0に固定し、検出角度偏差の内分率 K_d を1に固定してもよい。つまり、制御用角度算出部32は、推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ が制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ に反映されないようにしてもよい。

これは、直流電圧 V_{dc} が低下するに従って、基底速度が低下し、より低い回転速度から弱め磁束制御を行うことになるが、ロータが低速度で回転しているときには誘起電圧が低いことから、式(1-6)による推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ の推定精度が低下するためである。

[0114] <制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ に基づいた、制御用の回転角度 θ_c の算出>

上述したように、制御用角度算出部32は、制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ が0に近

づくようにフィードバック制御を行うことにより、制御用の回転角度 θ_c を算出する。

本実施の形態では、制御用角度算出部 32 は、制御角度偏差 $\Delta \theta_c$ が 0 に近づくようにフィードバック制御を行うことにより、制御用の回転角速度 ω_c を変化させ、制御用の回転角速度 ω_c を積分して、制御用の回転角度 θ_c を算出する。

[0115] この構成によれば、フィードバック制御により制御用の回転角速度 ω_c を変化させることにより、フィードバック制御により直接、制御用の回転角度 θ_c を変化させる必要がなく、フィードバック制御の応答周波数を回転周波数まで高くする必要がない。

[0116] したがって、フィードバック制御の応答周波数を、回転周波数よりも低くすることができる。さらに、フィードバック制御の応答周波数を、機械的な回転角速度の振動周波数に応じて設定することができる。

[0117] 例えば、制御用角度算出部 32 は、次式に示すように、制御角度偏差 $\Delta \theta_c$ が 0 に近づくように、PI 制御により制御用の回転角速度 ω_c を変化させフィードバック制御を行う。

$$[0118] \quad \omega_c = K_c \times (1 + 1 / (T_c \times s)) \times \Delta \theta_c \quad \dots (10)$$

[0119] ここで、 K_c は、比例ゲインを示す。 T_c は、積分時定数を示す。 s は、ラプラス演算子を示す。

なお、PI 制御の代わりに、PID 制御等の各種のフィードバック制御が用いられてもよい。

[0120] $\langle \Delta \theta_c$ から θ_c までの応答周波数 \rangle

制御角度偏差 $\Delta \theta_c$ から制御用の回転角度 θ_c までの伝達関数 G は、次式が得られる。

$$[0121] \quad G(s) = \theta_c / \Delta \theta_c = K_c \times (1 + 1 / (T_c \times s)) / s \quad \dots (11)$$

[0122] 非特許文献 1 (栗重他、「電動パワーステアリングの操舵トルク低減制御方式」、日本機械学会論文集 (C 編)、68 巻 675 号) に開示されている

Fig. 9から明らかなように、ステアリングの操舵速度は、おおよそ35 Hzで振動していることがわかる。理由は、Fig. 9においては、0.1 sで約3.5周期であることが示されているためである。

[0123] したがって、ステアリングにおける速度変動は、この程度の周波数で起こりうる。したがって、制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ から制御用の回転角度 θ_c までの応答は、35 Hz以上は必要であり、余裕をもって約3倍の90~100 Hzが好ましく、5倍の175 Hz以上がより好ましい。

この回転角速度の振動周波数は、ロータの回転軸に連結された機械的な動力伝達機構の共振周波数に対応している。

[0124] 図11は、式(1-11)の伝達関数Gを示すボード線図である。図11において、横軸は回転角速度を示し、縦軸はゲインを示す。また、図11は、式(1-11)において条件 $T_c = 5/K_c$ が設定された場合を示している。

図11から明らかなように、 $\omega = K_c$ [rad/s]において伝達関数Gは0 dBになっている。カットオフ周波数は、比例ゲイン K_c [rad/s]の1次ローパスフィルタの特性となっている。ここで、1次ローパスフィルタとした根拠は、0 dB付近で、 -20 dB/decになっているためである。

[0125] したがって、制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ から制御用の回転角度 θ_c までの応答は、入力角周波数 ω が比例ゲイン K_c 以下であれば、 $\Delta\theta_c = 0$ になるように θ_c が応答する。その一方、入力角周波数 ω が比例ゲイン K_c を超えると、 $\Delta\theta_c$ の変動に、 θ_c が追従できなくなる。そこで、制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ から制御用の回転角度 θ_c までの応答が、35 Hz以上必要であることは、比例ゲイン K_c が、 $2\pi \times 35$ [rad/s]以上必要であることを意味する。

[0126] さらに、余裕をもって、応答を約3倍の90~100 Hzにするには、比例ゲイン K_c を、 $2\pi \times 90 \sim 2\pi \times 100$ [rad/s]にすることが必要である。応答を5倍の175 Hz以上にするには、比例ゲイン K_c を、2

$\pi \times 175$ [rad/s] 以上にする必要がある。

[0127] 以上より、比例ゲイン K_c は、少なくとも、 $2\pi \times 35$ [rad/s] は必要であり、余裕を考えるとその約3倍の $2\pi \times 90 \sim 2\pi \times 100$ [rad/s] は必要であり、より望ましくは $2\pi \times 175$ [rad/s] 以上であるとよい。

[0128] このように比例ゲイン K_c を設定することで、制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ から制御用の回転角度 θ_c までの応答周波数（カットオフ周波数）を、速度変動の周波数35 Hzよりも高くすることができる。これにより、制御用の回転角度 θ_c を速度変動に追従させることができ、角度誤差によりトルク変動が生じることを抑制することができる。

[0129] 一方、電流検出値に含まれるノイズ成分又は角度検出値に含まれるノイズ成分による制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ の高周波の振動成分は、カットオフされる。このため、制御用の回転角度 θ_c に高周波の振動成分が反映されないようにすることができる。

[0130] したがって、制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ から制御用の回転角度 θ_c までの応答周波数を、速度変動の周波数の3倍値から5倍値の間（例えば、90 Hz以上）に設定することで、制御用の回転角度 θ_c を速度変動に追従させることができると共に、電流検出値に含まれるノイズ成分の影響を受け難くすることができる。

その結果、トルク変動を低減でき、回転電機1を静音化することができる。すなわち、回転電機1の振動又は騒音の発生を抑制することができる。

[0131] また、制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ から制御用の回転角度 θ_c までの応答周波数は、速度閾値 T_h に対応する回転周波数よりも低く設定される。

この構成によれば、回転速度が速度閾値 T_h よりも高く、推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ の内分率 K_e が、検出角度偏差 $\Delta\theta_d$ の内分率 K_d よりも高くなる領域で、電流検出値等に含まれる回転周波数のノイズ成分が、制御用の回転角度 θ_c に反映されることを抑制できる。

[0132] また、制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ から制御用の回転角度 θ_c までの応答周波数は

、ロータの回転速度に生じる機械的な共振周波数よりも高く設定されている。本実施の形態においては、機械的な共振周波数は35 Hzである。

特に、制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ から制御用の回転角度 θ_c までの応答周波数は、ロータの回転速度に生じる機械的な共振周波数の3倍値から5倍値の間に設定されるとよい。

この構成によれば、制御用の回転角度 θ_c を機械的な回転角速度の変動に追従させることができると共に、高周波のノイズ成分の影響を受け難くすることができる。

[0133] 一方、特許文献1に開示された弱め磁束制御においては、上述したように、 $\Delta\omega_{1c}$ を算出するフィードバック制御器は、最大の回転速度までの周波数の追従性能が必要となる。このようなフィードバック制御器を実現するには、高級なマイコンが必要である。さらに、 $\Delta\theta_{dc}$ に含まれる電流検出値からノイズ成分を分けることが困難である。

[0134] 一方、本実施の形態においては、応答周波数を、最大の回転周波数よりも低い、速度変動の周波数に応じて設定することができる。したがって、特許文献1ほどの周波数追従性能は不要である。

したがって、本実施の形態によれば、電流検出値からノイズ成分を分けることが容易であり、CPU90として低級なマイコンを用いることができる。

[0135] 以上の説明においては、ロータの回転角速度に比例する物理量である速度比例物理量が予め設定された速度閾値 T_h よりも高い場合において、制御用角度算出部32は、制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ における推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ の割合 K_e を、検出角度偏差の割合 K_d よりも高くする。速度比例物理量が速度閾値 T_h よりも低い場合において、制御用角度算出部32は、制御角度偏差 $\Delta\theta_c$ における推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ の割合 K_e を、検出角度偏差の割合 K_d よりも低くする。本実施の形態は、上述した制御に限定されない。ロータの回転角速度に比例する物理量である速度比例物理量によらず、常に $K_d = 1$ かつ $K_e = 0$ としてもよい。

- [0136] $K_d = 1$ かつ $K_e = 0$ 場合、推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ は無効となる。このため、推定角度誤差演算部は、制御用角度算出部に含まれていなくてもよい。上述した実施の形態においては、電圧 (V_{d0} 、 V_{q0}) 及び電流 (I_{dd} 、 I_{qd}) が制御用角度算出部に入力されているが、電圧 (V_{d0} 、 V_{q0}) 及び電流 (I_{dd} 、 I_{qd}) は、制御用角度算出部に入力されなくてもよい。
- [0137] この場合、常に検出角度偏差 $\Delta\theta_d$ を用いてロータの制御用の回転角度 θ_c を算出することとなる。検出角度偏差 $\Delta\theta_d$ から制御用の回転角度 θ_c までの応答周波数を、速度変動の周波数の3倍値から5倍値の間（例えば、175 Hz 以上）に設定しているため、制御用の回転角度 θ_c を速度変動に追従させることができると共に、電流検出値に含まれるノイズ成分の影響を受け難くすることができる。
- [0138] その結果、検出角度偏差 $\Delta\theta_d$ のみを使用し、ロータの制御用の回転角度 θ_c を算出する場合においても、トルク変動を低減でき、回転電機1を静音化することができる。すなわち、回転電機1の振動又は騒音の発生を抑制することができる。さらに、回転センサ2における脈動誤差を好適に低減したうえで、順突極モータの出力を最大化することができる。
- [0139] また、ロータの回転角速度に比例する物理量である速度比例物理量によらず、常に $K_d = 0$ かつ $K_e = 1$ としてもよい。 $K_d = 0$ かつ $K_e = 1$ 場合、検出角度偏差 $\Delta\theta_d$ は無効となる。このため、ロータの回転角度演算部は制御用角度算出部に含まれていなくてもよい。上述した実施の形態においては、ロータの回転角度 θ_d が制御用角度算出部に入力されているが、回転角度 θ_d は、制御用角度算出部に入力されなくてもよい。
- [0140] この場合、常に推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ を用いてロータの制御用の回転角度 θ_c を算出することとなる。 $K_d = 1$ かつ $K_e = 0$ 場合と同様に、推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ から制御用の回転角度 θ_c までの応答周波数を、速度変動の周波数の3倍値から5倍値の間（例えば、175 Hz 以上）に設定しているため、制御用の回転角度 θ_c を速度変動に追従させることができると共に、

電流検出値に含まれるノイズ成分の影響を受け難くすることができる。

[0141] その結果、推定実角度偏差 $\Delta\theta_e$ のみを使用し、ロータの制御用の回転角度 θ_c を算出する場合においても、トルク変動を低減でき、回転電機1を静音化することができる。すなわち、回転電機1の振動又は騒音の発生を抑制することができる。さらに、回転センサ2における脈動誤差を好適に低減したうえで、順突極モータの出力を最大化することができる。

[0142] 実施の形態2.

実施の形態2に係る回転電機制御装置10について図面を参照して説明する。

実施の形態2において、実施の形態1と同一部材には同一符号を付して、その説明は省略または簡略化する。

実施の形態2に係る電動パワーステアリング装置の基本的な構成は、実施の形態1に係る電動パワーステアリング装置100と同様である。制御装置10における制御用の回転角度 θ_c が上限値及び下限値を有する点で、実施の形態2は、実施の形態1と異なる。

[0143] 図9は、制御用角度算出部32を示すブロック図である。

本実施の形態では、制御用角度算出部32は、回転角度の検出値 θ_d に基づいて、制御用の回転角度の上限値 θ_{cmax} 及び下限値 θ_{cmin} を算出する。

制御用の回転角度 θ_c が上限値 θ_{cmax} から下限値 θ_{cmin} までの範囲を逸脱した場合において、制御用角度算出部32は、回転角度の検出値 θ_d に基づいて制御用の回転角度 θ_c を修正する。

[0144] 例えば、制御用角度算出部32は、次式に示すように、回転角度の検出値 θ_d に対して、予め設定された制限角度幅 $\Delta\theta_{limt}$ を加算又は減算する。これにより、上限値 θ_{cmax} 及び下限値 θ_{cmin} を算出する。

[0145] 制限角度幅 $\Delta\theta_{limt}$ は、例えば、電気角で90度以内に設定される。

[0146] $\theta_{cmax} = \theta_d + \Delta\theta_{limt}$

$\theta_{cmin} = \theta_d - \Delta\theta_{limt} \quad \dots (2-1)$

[0147] さらに、制御用角度算出部32は、次式に示すように、制御用の回転角度 θ_c を、上限値 θ_{cmax} 及び下限値 θ_{cmin} により上限値及び下限値制限する。

[0148] (CASE 1) $\theta_c > \theta_{cmax}$ の場合

$$\theta_c = \theta_{cmax} \quad \dots (2-2)$$

(CASE 2) $\theta_c < \theta_{cmin}$ の場合

$$\theta_c = \theta_{cmin} \quad \dots (2-3)$$

(CASE 3) $\theta_{cmin} \leq \theta_c \leq \theta_{cmax}$ の場合

$$\theta_c = \theta_c \quad \dots (2-4)$$

[0149] このように、制御用の回転角度 θ_c を、回転角度の検出値 θ_d に基づいて設定した上限値 θ_{cmax} 及び下限値 θ_{cmin} により制限することにより、制御用の回転角度 θ_c の算出値に異常が生じた場合でも、制御用の回転角度 θ_c を適切な範囲に維持でき、回転電機の性能が大幅に悪化することを防止できる。

なお、本実施の形態は、回転センサが多重化されている場合にも用いることができる。

[0150] 例えば、2重系のレゾルバ又は2重系のMRセンサといった2重系の回転センサを用いる場合において、正常な一方の系統の回転センサにより検出された回転角度が、回転角度の検出値 θ_d として用いられればよい。

[0151] 実施の形態3.

実施の形態3に係る回転電機制御装置10について図面を参照して説明する。

実施の形態3において、上述した実施の形態と同一部材には同一符号を付して、その説明は省略または簡略化する。

実施の形態3に係る電動パワーステアリング装置の基本的な構成は、実施の形態1に係る電動パワーステアリング装置100と同様である。回転検出部が回転センサ出力信号補正部及び逆正接関数演算部を有している点で、実施の形態3は、実施の形態1と異なる。

[0152] 図10は、実施の形態3に係る回転センサ2A及び回転検出部31Aを示すブロック図である。

回転センサ2Aは、SIN信号とCOS信号を回転検出部31Aに出力する回転センサである。このような回転センサは、例えば、レゾルバやMRセンサ等である。

[0153] 回転検出部31Aは、回転センサ出力信号補正部40と逆正接関数演算部41とを有する。回転センサ出力信号補正部40は、回転センサ2Aから出力される出力信号であるSIN信号とCOS信号を補正する。回転センサ出力信号補正部40は、補正された補正SIN信号と補正COS信号を逆正接関数演算部41に出力する。逆正接関数演算部41は、補正SIN信号と補正COS信号を演算し、回転角度を算出する。これにより、回転検出部31Aは、回転角度の交流誤差成分を抑制した上で回転角度を算出している。

[0154] 回転角度に含まれる交流成分の誤差は、トルク脈動誤差となる。トルク脈動誤差は、回転電機から生じる振動又は騒音の要因となる。

特に、弱め磁束制御等によりd軸電流を通電する際に回転角度が誤差を踏んでいる場合、制御用の回転角度のd軸は、回転電機のq軸成分を持つことになるため、q軸電流誤差が発生する。

[0155] このため、回転角度に含まれる交流成分の誤差は、q軸電流の交流成分の誤差となり、回転電機の振動又は騒音を発生させる。このため、回転電機の振動又は騒音を抑制するために、回転角度に含まれる交流成分の誤差を抑制ことは重要である。

[0156] 次に、図11A～図15Bを参照し、回転検出部31Aによる演算を説明する。

図11A～図15Bの各々の横軸は、時間の経過を示す。

図11Aの縦軸は、回転センサ2Aから出力されたSIN信号及びCOS信号を示す。

図11Bの縦軸は、SIN信号とCOS信号が理想的な状態で演算された回転角度を示す。

図12Aの縦軸は、回転センサ2Aから出力されたSIN信号に対してCOS信号がオフセットされた場合を示す。

図12Bの縦軸は、図12Aに示すSIN信号とCOS信号が演算された回転角度を示す。

図13Aの縦軸は、回転センサ2Aから出力されたSIN信号の高調波成分とCOS信号の高調波成分とが重畳している場合を示す。

図13Bの縦軸は、図13Aに示すSIN信号とCOS信号が演算された回転角度を示す。

図14Aの縦軸は、回転センサ2Aから出力されたSIN信号の高調波成分とCOS信号において基本波成分の振幅に差がある場合を示す。

図14Bの縦軸は、図14Aに示すSIN信号とCOS信号が演算された回転角度を示す。

図15Aの縦軸は、回転センサ2Aから出力されたSIN信号の高調波成分とCOS信号において基本波成分の位相差が90度からずれている場合を示す。

図15Bの縦軸は、図15Aに示すSIN信号とCOS信号が演算された回転角度を示す。

[0157] 図11A及び図11Bを示すSIN信号とCOS信号が理想的な状態である場合を除く全ての場合において、すなわち、図12B、図13B、図14B、及び図15Bに示す場合において、回転角度は、周期的に発生する誤差を含んでいる。この誤差は、トルク脈動誤差の発生要因となり得る。

[0158] 以下、上述した誤差を抑制するための回転センサ出力信号補正部40の処理について説明する。本実施の形態では、回転センサ出力信号補正部40が以下の4つの演算の全てを行う場合について、説明する。

[0159] <第1演算>

回転センサ出力信号補正部40では、SIN信号とCOS信号のオフセット値を演算する。SIN信号とCOS信号からそれぞれのオフセット値を減算する。

オフセット値の演算に関し、S I N信号の基本波成分及びC O S信号の基本波成分の周波数よりも十分低いカットオフを持つローパスフィルタを用いて演算してもよいし、フーリエ級数展開により演算してもよいし、他の公知の方法により演算してもよい。

[0160] <第2演算>

次に、S I N信号とC O S信号の高調波成分を演算する。S I N信号からS I N信号の高調波成分を減算する。C O S信号からC O S信号の高調波成分を減算する。これにより、高調波成分を除去する。高調波成分の演算に関し、フーリエ級数展開により演算してもよいし、他の公知の方法により演算してもよい。また、ローパスフィルタを用いて、高調波成分を除去してもよい。この場合、ローパスフィルタは、S I N信号の基本波成分の周波数及びC O S信号の基本波成分の周波数よりも十分高く、かつ、高調波成分よりも低いカットオフを有する。

[0161] <第3演算>

次に、S I N信号とC O S信号の基本波成分の振幅を演算する。S I N信号とC O S信号の基本波成分が同じ振幅となるように補正する。基本波成分の振幅の演算に関し、フーリエ級数展開により演算してもよいし、他の公知の方法により演算してもよい。補正に関し、S I N信号とC O S信号の基本波成分の振幅比を演算し、振幅比に応じたゲインをS I N信号とC O S信号のどちらか一方に掛けることで補正を行えばよい。

[0162] <第4演算>

次に、S I N信号とC O S信号の基本波成分の位相差を演算することによって、位相差が90度となるように補正を行う。位相差の演算に関し、フーリエ級数展開により演算してもよいし、他の公知の方法により演算してもよい。補正に関し、S I N信号とC O S信号のうちどちらか一方を基本波成分の周波数に応じて遅延させることで位相差が90度となるようにしてもよいし、他の公知の方法により位相差が90度となるように補正してもよい。

上述した演算により、補正S I N信号及び補正C O S信号が算出される。

[0163] 回転センサ出力信号補正部40は、上述した4つの演算処理を行うことが可能であるが、回転センサ出力信号補正部40による処理は、4つの演算の全てを行わなくてもよい。4つの演算のうち少なくとも1つの演算を行えばよい。

また、4つの演算から選択される2つの演算又は3つの演算が行われる場合、演算が行われる順番は、限定されない。例えば、第1演算と第2演算のみが行われる場合、第2演算の後に第1演算を行ってもよい。また、第1演算、第2演算、及び第4演算のみが行われる場合、第4演算の後に第1演算を行い、第1演算の後に第2演算を行ってもよい。

[0164] 次に、回転センサ出力信号補正部40から出力された補正SIN信号及び補正COS信号は、逆正接関数演算部41に入力される。逆正接関数演算部41は、逆正接関数を用いて補正SIN信号及び補正COS信号を演算する。これにより、図11Bに示すような回転角度を得ることができる。すなわち、逆正接関数演算部41は、補正SIN信号及び補正COS信号に基づき、回転角度を検出する。

[0165] 本実施の形態に係る回転検出部31Aによる算出によって得られた回転角度を用いて、実施の形態1、2で説明した制御方法により制御用の回転角度を算出する。これにより、回転角度の交流誤差を抑制し、トルク脈動誤差を抑制することができる。

[0166] <変形例1>

なお、本実施の形態によって演算された回転角度をそのまま制御用の回転角度として用いても、トルク脈動誤差を十分に抑制する効果を得ることができる。

[0167] <変形例2>

回転検出部31Aは、回転センサ2Aから出力される出力信号であるSIN信号とCOS信号の逆正接関数を演算し、逆正接関数の高調波成分に基づいた補正を行い、回転角度を検出してもよい。この場合においても、トルク脈動誤差を十分に抑制する効果を得ることができる。

[0168] 上述したように、本実施の形態に係る回転センサ出力信号補正部40によって回転センサ2Aから出力される出力信号であるSIN信号とCOS信号を補正し、かつ、逆正接関数演算部41によって回転角度を算出することで、回転センサにおける脈動誤差を好適に低減したうえで、順突極モータの出力を最大化することができる。

[0169] 実施の形態4.

実施の形態4に係る回転電機制御装置10について図面を参照して説明する。

実施の形態4において、上述した実施の形態と同一部材には同一符号を付して、その説明は省略または簡略化する。

実施の形態4に係る電動パワーステアリング装置の基本的な構成は、実施の形態1に係る電動パワーステアリング装置100と同様である。回転検出部が角度算出部及び回転角度信号補正部を有している点で、実施の形態4は、実施の形態1と異なる。

[0170] 図16は、実施の形態4に係る回転センサ2B及び回転検出部31Bを示すブロック図である。

回転センサ2Bは、実施の形態1と同様に、例えば、レゾルバ、エンコーダ、MRセンサ等である。

[0171] 回転検出部31Bは、角度算出部50と回転角度信号補正部51とを有する。角度算出部50は、回転センサ2Bから出力される出力信号を角度算出部50に出力する。角度算出部50は、未補正のロータの回転角度 θ_{md} を回転角度信号補正部51に出力する。回転角度信号補正部51は、回転角度 θ_{md} を補正することで、ロータの回転角度 θ_d を算出する。これにより、回転角度信号補正部51は、交流誤差成分が抑制されたロータの回転角度 θ_d を算出している。

[0172] 回転角度に含まれる交流成分の誤差は、トルクの交流成分の誤差、つまり、トルク脈動誤差となる。トルク脈動誤差は、回転電機から生じる振動又は騒音の要因となる。

特に、弱め磁束制御等により d 軸電流を通電する際に回転角度が誤差を踏んでいる場合、制御用の回転角度の d 軸は、回転電機の q 軸成分を持つことになるため、q 軸電流誤差が発生する。

[0173] このため、回転角度に含まれる交流成分の誤差は、q 軸電流の交流成分の誤差となり、回転電機の振動又は騒音を発生させる。このため、回転電機の振動又は騒音を抑制するために、回転角度に含まれる交流成分の誤差を抑制ことは重要である。このため、回転電機の振動又は騒音の抑制のため回転角度に含まれる交流成分の誤差の抑制は重要である。

[0174] 次に、図 17 A～図 18 B を参照し、回転検出部 31 B による演算を説明する。

図 17 A～図 18 B の各々の横軸は、時間の経過を示す。

図 17 A の縦軸は、回転角度の出力信号を示す。図 17 A の実線は、理想的な状態のロータの回転角度を示す。図 17 A の点線は、未補正のロータの回転角度 θ_{md} を示す。

図 17 B の縦軸は、理想的な状態の回転角度から未補正の回転角度 θ_{md} を引算することで得られた角度誤差を示す。

図 18 A の縦軸は、回転角度信号補正部 51 による処理が施された後の回転角度 θ_d を示す。

図 18 B の縦軸は、回転角度信号補正部 51 による処理を施すことによって角度誤差がゼロになった状態を示す。

[0175] 図 17 B を示すように、角度誤差は、周期的な変動を伴って発生している。このような周期的に発生する角度誤差は、トルク脈動誤差の発生要因となり得る。

[0176] 以下、上述した誤差を抑制するための回転角度信号補正部 51 の処理について説明する。回転角度信号補正部 51 の処理としては、例えば、次の 2 つの処理方法が挙げられる。

[0177] <処理方法 1 >

回転角度信号補正部 51 は、予め理想的な角度とロータの未補正の回転角

度 θ_{md} との角度誤差をマップ等により保持しておく。このような理想的な角度及び未補正の回転角度 θ_{md} は、記憶装置91に保存されている。なお、このような理想的な角度及び未補正の回転角度 θ_{md} は、他の公知の方法により保持されてもよい。

[0178] 次に、実際に入力されたロータの未補正の回転角度 θ_{md} に対応する角度誤差を保持していたマップを参照し、ロータの未補正の回転角度 θ_{md} に足し合わせ補正を行う。他の公知の方法により演算してもよい。

[0179] <処理方法2>

回転角度信号補正部51は、予め理想的な角度とロータの未補正の回転角度 θ_{md} との角度誤差をフーリエ級数展開により演算する。または、回転角度信号補正部51は、他の公知の方法により演算を行ってよい。これにより、回転角度信号補正部51は、各次数成分における角度誤差を抽出する。さらに、回転角度信号補正部51は、ロータの未補正の回転角度 θ_{md} に対して、回転角度 θ_{md} の各々の次数成分が0となるように補正する。

[0180] 回転角度信号補正部51によって上述した処理方法が行われることで、図18A及び図18Bを示すようなロータの回転角度 θ_d を得ることができる。

[0181] 本実施の形態における回転検出部31Bによる算出によって得られた回転角度を用いて、実施の形態1で説明した制御用角度算出部32における演算で制御用の回転角度を算出する。これにより、回転角度の交流誤差を抑制し、トルク脈動誤差を抑制することができる。

なお、本実施の形態によって演算された回転角度をそのまま制御用の回転角度として用いても、トルク脈動誤差を十分に抑制する効果を得ることができる。

[0182] 以上から、本実施の形態の回転角度信号補正部51で回転センサ2Bから出力される出力信号である回転角度を補正し、補正後の回転角度を算出することで、回転センサにおける脈動誤差を好適に低減したうえで、順突極モータの出力を最大化することができる。

[0183] 実施の形態 5.

実施の形態 5 に係る回転電機制御装置 10 について図面を参照して説明する。

実施の形態 5 において、上述した実施の形態と同一部材には同一符号を付して、その説明は省略または簡略化する。

実施の形態 5 に係る電動パワーステアリング装置の基本的な構成は、実施の形態 1 に係る電動パワーステアリング装置 100 と同様である。回転電機 1 の点で、実施の形態 5 は、実施の形態 1 と異なる。

[0184] 図 19 は、実施の形態 5 に係る回転電機制御装置によって制御される回転電機を示す断面図であって、軸方向に見た図である。言い換えると、図 19 は、軸方向と垂直な方向に平行な断面を示している。

実施の形態 5 の説明においては、以下のように方向を定義する。

文言「軸方向」は、回転電機 1 を構成するロータの軸心に沿う方向である。言い換えると、軸方向は、ロータを構成するシャフトが延在する方向である。

文言「周方向」及び「径方向」は、永久磁石同期電動機を構成するステータ又はロータにおける「周方向」及び「径方向」の各々に対応している。

文言「周方向」は、ロータの回転方向に相当する。言い換えると、軸方向に見た断面図においてロータの回転軸を中心とした円周方向が周方向である。

文言「径方向」は、ロータの半径方向を意味する。例えば、文言「径方向外側」は、径方向におけるロータの中心から外周部分に向かう方向を意味する。文言「径方向内側」は、径方向におけるロータの外周部分から中心に向かう方向を意味する。

[0185] 図 19 に示すように、回転電機 1 は、永久磁石同期電動機である。回転電機 1 は、ステータ 510 と、ステータ 510 に対して回転自在に設けられたロータ 520 とを有している。

[0186] <ステータ 510>

ステータ510は、磁氣的ギャップとなる空隙515を介してロータ520の外周を囲むように配置されている。ステータ510は、ステータコア511と、コイル514と、を有している。ステータコア511は、周方向において円環状に形成されたコアバック512と、コアバック512から径方向内側に向かって突出した複数のティース513と、を有している。複数のティース513の各々に巻線が巻き付けられることで、コイル514が形成されている。コイル514を構成する巻線は、上述した巻線Cu、Cv、Cwに相当する。図19に示す例では、1つのティース513に1つのコイル514が設けられている。

[0187] 図19に示す構成では、ティース513の個数は、12個である。ティース513の個数は、12個に限定されず、永久磁石同期電動機的设计に応じて適宜決定される。

実施の形態5においては、各々が円弧状に形成された複数のコアブロックが円環状に連結されることにより、コアバック512が構成されている。コアバック512の構造は、図19に示す構造に限定されない。複数のコアブロックが一体的に形成されることで、コアバック512が構成されてもよい。また、コアバック512とティース513とが分離されてもよい。

[0188] <ロータ520>

ロータ520は、ロータコア521と、シャフト523と、複数の永久磁石522とを有する。

ロータコア521は、磁性体によって構成されている。ロータコア521は、例えば、複数の電磁鋼板が軸方向に積層することにより構成されている。電磁鋼板は、例えば、コア板と称することもできる。シャフト523は、ロータコア521を軸方向に貫通するようにロータコア521に固定されている。このようなロータ520は、回転電機1の内部において、ステータ510に対して回転自在に配置されている。

[0189] ロータコア521は、径方向に突出した突起524を有する。突起524

は、ステータ510に向かう径方向外側に突出するように形成されている。突起524は、永久磁石522が配置されるロータコア521の外周面に設けられている。突起524の個数は、複数の永久磁石522の個数に応じて、8個である。突起524の個数は、1つ以上であればよい。

[0190] <永久磁石522>

複数の永久磁石522は、周方向においてロータコア521の外周面に配置されている。このような複数の永久磁石522を備える回転電機1は、表面磁石型モータ（SPM）の一例である。複数の永久磁石522の各々は、ステータ対向面527と凹部525とを有する。ステータ対向面527は、円弧状に形成されている。ステータ対向面527は、空隙515を介してティース513に対向する面である。言い換えると、ステータ対向面527は、ステータ510の内側面に対向する。凹部525は、ロータコア521の突起524と嵌合する。

[0191] 複数の永久磁石522は、ロータ520の周方向に並ぶ。周方向において、複数の永久磁石522のうち互いに隣り合う2つの永久磁石522のステータ対向面527の極性は、互いに異なっている。例えば、周方向に隣接する2つの永久磁石522のうち一方のステータ対向面527の極性がN極であれば、他方のステータ対向面527はS極となるように着磁方向が異ならせた状態で複数の永久磁石522が配置されている。

[0192] 図19に示す回転電機1においては、ティース513の個数が12個であり、コイル514の個数が12個であり、永久磁石の数が8個である。すなわち、図19は、いわゆる、8極12スロットの永久磁石同期電動機を示している。複数の永久磁石522、ティース513、コイル514の数の組合せがこれに限らなくてもよい。また、図19に示す例においてはティース513の個数とコイル514の個数とは同じであるが、ティース513の個数とコイル514の個数が異なってもよい。

[0193] 以上、図19に示した永久磁石同期電動機を構成する回転電機1は、図19に示すd軸方向のインダクタンス L_d を増大させることができ、弱め磁束

制御が効果的に実施できる。

[0194] 実施の形態 1～4に係る回転電機制御装置 10 が実施の形態 5に係る回転電機 1 の駆動を制御することによって、回転電機 1 から生じる振動又は騒音を低減しつつ、高出力化を実現することができるといった効果が得られる。

[0195] 実施の形態 6.

実施の形態 6に係る回転電機制御装置 10 について図面を参照して説明する。

実施の形態 6において、上述した実施の形態と同一部材には同一符号を付して、その説明は省略または簡略化する。

実施の形態 6に係る電動パワーステアリング装置の基本的な構成は、実施の形態 1に係る電動パワーステアリング装置 100 と同様である。電動パワーステアリング装置が DC-DC コンバータを備える点で、実施の形態 6 は、実施の形態 1 と異なる。

[0196] 図 20 は、実施の形態 6に係る回転電機制御装置を備えた電動パワーステアリング装置の全体構成を示す概略構成図である。図 21 は、実施の形態 6に係る DC-DC コンバータの回路構成を説明する図である。

[0197] 図 20 及び図 21 を示すように、電動パワーステアリング装置は、DC-DC コンバータ 601 を備える。DC-DC コンバータ 601 は、直流電源 3 の電圧を昇圧するように構成されている。DC-DC コンバータ 601 は、昇圧器の一例である。

制御装置 10 は、DC-DC コンバータ 601 によって昇圧された出力直流電圧に基づいて、回転電機 1 に交流電圧を印加する。スイッチング制御部 35 は、電圧指令値及び前記出力直流電圧に基づいて、複数のスイッチング素子をオンオフ駆動する。

[0198] さらに、DC-DC コンバータ 601 は、ブリッジインバータ 604 を有する。ブリッジインバータ 604 は、昇圧器の一例である。ブリッジインバータ 604 は、ブリッジ型のスイッチング素子 S a、S b、S c、S d を有する。スイッチング素子 S a、S c は、上アームを構成する。スイッチング

素子 S b、S d は、下アームを構成する。スイッチング素子 S a、S b は、直列に接続されている。スイッチング素子 S c、S d は、直列に接続されている。ブリッジインバータ 604 は、スイッチング素子が直列に接続された直列接続構造を有する複数のレグを備える。複数のレグは、互いに並列に接続されている。具体的には、スイッチング素子 S a、S b は、1つのレグを構成する。スイッチング素子 S c、S d は、1つのレグを構成する。図 21 に示す例では、DC-DCコンバータ 601 は、2つのレグを有する。言い換えると、ブリッジインバータ 604 は、上アーム及び下アームを構成する複数のスイッチング素子が直列に接続された構造を有する複数のレグを有する。

[0199] 直流電源 3 の正極端子は、入力コンデンサ 602 の一端及び統合磁気部品 603 の一端に接続されている。統合磁気部品 603 の他端は、スイッチング素子 S a ~ S d からなるブリッジインバータ 604 の交流端にそれぞれ接続されている。ブリッジインバータ 604 の直流端には、負荷 606 及びリンクコンデンサ 605 の一端が接続されている。直流電源 3 の負極端子は、入力コンデンサ 602 と、リンクコンデンサ 605 の他端と、ブリッジインバータ 604 の直流端の負極と、負荷 606 の負極とに接続されている。

[0200] 制御回路 609 は、電圧センサ 607、608 に接続されている。電圧センサ 607 から出力される出力電圧情報 609 a は、制御回路 609 に入力される。電圧センサ 608 から出力される出力電圧情報 609 b は、制御回路 609 に入力される。制御回路 609 は、出力電圧情報 609 a、609 b に基づき、駆動信号 609 c を生成する。制御回路 609 は、駆動信号 609 c によって、ブリッジインバータ 604 を構成するスイッチング素子 S a ~ S d を駆動する。制御回路 609 は、制御回路 609 に設定されている目標出力電圧と、出力電圧情報 609 a、609 b とに基づき、出力電圧情報 609 a、609 b と目標出力電圧とが等しくなるように、スイッチング素子 S a ~ S d の駆動を制御する。

[0201] 図 20 及び図 21 に示す例では、制御装置 10 と制御回路 609 とが別体

である構成が示されている。制御回路609は、制御装置10の一部であるように構成されてもよい。この構成においては、制御回路609において行われる上述の演算が制御装置10において行われる。制御回路609は、駆動信号609cを生成し、スイッチング素子Sa~Sdの駆動を制御する。

なお、スイッチング素子Sa~Sdの上アーム及び下アームが短絡しないよう、デッドタイムを設け、スイッチング素子のオンオフ駆動を相補的に行う。

[0202] ここで、統合磁気部品603の電圧及び電流には式(6-1)の関係が成り立つ。なお、この式(6-1)においては、巻線抵抗は無視する。

[0203] [数4]

$$\begin{pmatrix} V_{dc} - V_1 \\ V_{dc} - V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L & -M \\ -M & L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{d}{dt} i_1 \\ \frac{d}{dt} i_2 \end{pmatrix} \quad (6-1)$$

[0204] 式(6-1)に示すVdc、V1、V2は、図21に示すVdc、V1、V2に対応している。具体的には、Vdcは、直流電源3の電圧を示す。V1は、スイッチング素子Sa、Sb間の端子における電圧を示す。V2は、スイッチング素子Sc、Sd間の端子における電圧を示す。式(6-1)に示すMは、統合磁気部品603を構成する一方のコイルAと他方のコイルB間の相互インダクタンスである。式(6-1)に示すLは、統合磁気部品603の自己インダクタンスをLである。

式(6-1)を電流i1、i2の微分の形に改めると、以下の式が得られる。

[0205] [数5]

$$\begin{pmatrix} \frac{d}{dt} i_1 \\ \frac{d}{dt} i_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{L \cdot L - M \cdot M} \begin{pmatrix} L & M \\ M & L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dc} - V_1 \\ V_{dc} - V_2 \end{pmatrix} \quad (6-2)$$

[0206] 式(6-2)より、電流i1、i2の微分は以下のようになる。

[0207] $d i_1 / d t = (L \cdot (V_{dc} - V_1) + M \cdot (V_{dc} - V_2)) / (L$

$$\cdot L - M \cdot M) \quad \dots \text{式 (6-3)}$$

$$d i 2 / d t = (L \cdot (V d c - V 2) + M \cdot (V d c - V 1)) / (L \cdot L - M \cdot M) \quad \dots \text{式 (6-4)}$$

[0208] ここで、スイッチング素子 S_a が ON の場合、 V_1 は V_{dc2} と一致する。スイッチング素子 S_b が ON の場合、 V_1 は 0 と一致する。

また、スイッチング素子 S_c が ON の場合、 V_2 は V_{dc2} と一致する。スイッチング素子 S_d が ON の場合、 V_2 は 0 と一致する。

[0209] スwitching素子 $S_a \sim S_d$ のオンオフ駆動パターンは、2の2乗、すなわち、4通り存在する。このため、4通りについて、式(6-3)、(6-4)に基づき考慮する。

以下の説明では、符号 S_a 、 S_b 、 S_c 、 S_d の「ON」及び「OFF」は、スイッチング素子 $S_a \sim S_d$ のオンオフ駆動における「ON」及び「OFF」の各々に対応する。

[0210] <モード(1) : $S_a = \text{ON}$ 、かつ、 $S_c = \text{ON}$ >

$V_1 = V_{dc2}$ 、 $V_2 = V_{dc2}$ が得られる。このため、上述した式(6-3)、(6-4)から以下の式(6-5)、(6-6)が得られる。

$$[0211] \quad d i 1 / d t = (L \cdot (V d c - V d c 2) + M \cdot (V d c - V d c 2)) / (L \cdot L - M \cdot M)$$

$$d i 1 / d t = (L + M) \cdot (V d c - V d c 2) / (L \cdot L - M \cdot M) \quad \dots \text{式 (6-5)}$$

$$[0212] \quad d i 2 / d t = (L \cdot (V d c - V d c 2) + M \cdot (V d c - V d c 2)) / (L \cdot L - M \cdot M)$$

$$d i 2 / d t = (L + M) \cdot (V d c - V d c 2) / (L \cdot L - M \cdot M) \quad \dots \text{式 (6-6)}$$

[0213] このモードでは、 $d i 1 / d t = d i 2 / d t$ であり、また、 $V_{dc} < V_{dc2}$ であることを考えると、符号は負となる。つまり、電流 i_1 、 i_2 はともに低下する。

[0214] <モード(2) : $S_a = \text{ON}$ 、かつ、 $S_d = \text{ON}$ >

$V_1 = V_{dc2}$ 、 $V_2 = 0$ が得られる。このため、上述した式(6-3)、(6-4)から以下の式(6-7)、(6-8)が得られる。

$$[0215] \quad di1/dt = (L \cdot (V_{dc} - V_{dc2}) + M \cdot V_{dc}) / (L \cdot L - M \cdot M)$$

$$di1/dt = ((L+M) \cdot V_{dc} - L \cdot V_{dc2}) / (L \cdot L - M \cdot M)$$

・・・式(6-7)

$$[0216] \quad di2/dt = (L \cdot V_{dc} + M \cdot (V_{dc} - V_{dc2})) / (L \cdot L - M \cdot M)$$

$$di2/dt = ((L+M) \cdot V_{dc} - M \cdot V_{dc2}) / (L \cdot L - M \cdot M)$$

・・・式(6-8)

[0217] 上述した式を足し合わせると、以下の式が得られる。

$$[0218] \quad di1/dt + di2/dt = (2(L+M) \cdot V_{dc} - (L+M) \cdot V_{dc2}) / (L \cdot L - M \cdot M) \quad \dots \text{式(6-9)}$$

[0219] ここで、 $V_{dc} = 0.5 V_{dc2}$ とすると、式(6-9)は0であり、 $L > M$ であることから、 $di1/dt < 0$ 、かつ、 $di2/dt > 0$ が得られる。

[0220] <モード(3) : $S_b = ON$ 、かつ、 $S_c = ON$ >

$V_1 = 0$ 、 $V_2 = V_{dc}$ が得られる。このため、上述した式(6-3)、(6-4)から以下の式(6-10)、(6-11)が得られる。

$$[0221] \quad di1/dt = (L \cdot V_{dc} + M \cdot (V_{dc} - V_{dc2})) / (L \cdot L - M \cdot M)$$

$$di1/dt = ((L+M) \cdot V_{dc} - M \cdot V_{dc2}) / (L \cdot L - M \cdot M)$$

・・・式(6-10)

$$[0222] \quad di2/dt = (L \cdot (V_{dc} - V_{dc2}) + M \cdot V_{dc}) / (L \cdot L - M \cdot M)$$

$$d i 2 / d t = ((L + M) \cdot V d c - L \cdot V d c 2) / (L \cdot L - M \cdot M)$$

・・・式 (6-11)

上述した式を足し合わせると、以下の式が得られる。

[0223] $d i 1 / d t + d i 2 / d t = (2 (L + M) \cdot V d c - (L + M) \cdot V d c 2) / (L \cdot L - M \cdot M)$

・・・式 (6-12)

[0224] ここで、モード (2) と同様に、 $V d c = 0.5 V d c 2$ とすると、式 (6-12) は 0 であり、 $L > M$ であることから、 $d i 1 / d t > 0$ かつ $d i 2 / d t < 0$ が得られる。

[0225] <モード (4) : $S b = ON$ 、かつ、 $S d = ON$ >

$V 1 = 0$ 、 $V 2 = 0$ が得られる。このため、上述した式 (6-3)、(6-4) から以下の式 (6-13)、(6-14) が得られる。

[0226] $d i 1 / d t = (L \cdot V d c + M \cdot V d c) / (L \cdot L - M \cdot M)$
 $d i 1 / d t = (L + M) \cdot V d c / (L \cdot L - M \cdot M)$

・・・式 (6-13)

[0227] $d i 2 / d t = (L \cdot V d c + M \cdot V d c) / (L \cdot L - M \cdot M)$
 $d i 2 / d t = (L + M) \cdot V d c / (L \cdot L - M \cdot M)$

・・・式 (6-14)

[0228] このモードでは、 $d i 1 / d t = d i 2 / d t$ であり、また、 $V d c < V d c 2$ であることを考えると、符号は正となる。つまり、電流 $i 1$ 、 $i 2$ はともに増大する。

[0229] 上述したモード (1) ~ (4) を組み合わせて所望の $V d c 2$ を生成させればよいが、ここでは、モード (2)、(3) を 50% ずつ用いることで、 $d i 1 / d t$ 、 $d i 2 / d t$ の絶対値を小さくし、かつ電流変動入力コンデンサ $C i n$ の電流を低減する。

[0230] 図 22 は、実施の形態 6 に係る DC-DC コンバータにおけるスイッチング駆動を説明する図である。図 22 に示す例では、モード (2) を 50% 用

い、かつ、モード（３）を５０％用いる場合について説明する。図２２において、符号 C_a は、キャリア波を示す。

[0231] 図２２において、 $d(=0.5) > c_a$ であれば、 $S_a=ON$ かつ $S_c=OFF$ となる。逆に、 $d(0.5) < c_a$ であれば、 $S_a=OFF$ かつ $S_c=ON$ となる。なお、スイッチング素子 S_b 、 S_d は、スイッチング素子 S_a 、 S_c の各々と相補的スイッチングを行うので説明を省略する。

[0232] このように、各レグのスイッチング素子、すなわち、直流回路の各々のスイッチング素子を１８０度ずらして駆動することにより、モード（２）、（３）が周期 T_c 内で５０％ずつ生成される。これにより、電流変動及び入力コンデンサ電流を極小化することができる。これをインターリーブ駆動と称する。

[0233] 以上、実施の形態６で説明したように、直流電源３からの出力がDC-DCコンバータ６０１に供給される構成においては、実施の形態１～５に比べて、回転電機１のさらなる高出力化を実現することができる。

[0234] さらに、インターリーブ駆動を行うことにより、電流変動及び入力コンデンサ電流を極小化することができる。DC-DCコンバータ６０１を備えることに起因する受動素子の体積の増大を抑制することが可能となる。

[0235] <変形例>

図２３は、実施の形態６の変形例に係るDC-DCコンバータの一部を示す回路図である。図２３においては、DC-DCコンバータ６０１の全体構造が省略されており、スイッチング素子 S_c 、 S_d が示されている。以下、図２０とは異なる点のみを説明する。

[0236] 上アーム及び下アームを構成するスイッチング素子が直列に接続された構造をレグと称することができる。図２３に示すように、複数のレグの各々に対して並列に抵抗及びコンデンサを設けてもよい。言い換えると、抵抗 R とコンデンサ C とが直列接続されたスナバ回路６５０がレグに対して並列に接続されてもよい。

[0237] また、スナバ回路６５０においては、２つのダイオード D_1 、 D_2 を用い

た接続構造を採用してもよい。スナバ回路650を構成するダイオードD1は、第1ダイオードの一例である。スナバ回路650を構成するダイオードD2は、第2ダイオードの一例である。

ダイオードD1は、上アームを構成するスイッチング素子のドレイン側端子に接続されたアノードD1Aと、抵抗RとコンデンサCとの間の中間点M2に接続されたカソードD1Cを有する。

ダイオードD2は、上アームと下アームとの間の中間点M1に接続されたアノードD2Aと、抵抗RとコンデンサCとの間の中間点M2に接続されたカソードD2Cを有する。言い換えると、ダイオードD2のアノードD2Aは、下アームを構成するスイッチング素子のドレイン側端子に接続され、かつ、上アームを構成するスイッチング素子のソース側端子に接続されている。

上述した回路構成は、スイッチング素子がMOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) である場合に適用される。

上述した回路構成は、スイッチング素子がバイポーラパワートランジスタである場合においても適用される。この場合、ドレインがコレクタ、ソースがエミッタ、ゲートがベースに言い換えられる。また、上述した回路構成は、スイッチング素子がIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) の場合においても適用される。この場合、ドレインがコレクタ、ソースがエミッタに言い換えられる。

このようにダイオードD1のカソードD1C及びダイオードD2のカソードD2Cは、抵抗RとコンデンサCとの間の中間点M2に接続されている。この構成によれば、より効果的にサージを抑制することができる。

[0238] 以上のように、DC-DCコンバータ601がスナバ回路650を有することにより、DC-DCコンバータ601と電力変換器4間の配線インダクタンスに起因するサージを抑制することができる。さらに、EMI対策ノイズが低減することができ、装置全体のコストを低減することができる。なお

、このスナバ回路650は、電力変換器4に適用しても有効である。

[0239] 上述した実施の形態においては、回転電機1の駆動力源として、電動パワーステアリング装置100以外の各種の装置の駆動力源を用いてもよい。例えば、回転電機1は、車輪の駆動力源を用いてもよい。また、ステータに3相以外の複数相（例えば、2相、4相）の巻線が設けられてもよい。

[0240] また、ステータに複数組（例えば、2組）の3相の巻線が設けられ、各組の3相の巻線に対応してインバータ及び制御装置の各部が設けられてもよい。

[0241] 上述した説明では、様々な例示的な実施の形態及び実施の形態が記載されているが、1つ、または複数の実施の形態に記載された様々な特徴、態様、及び機能は、特定の実施の形態の適用に限られない。上述した複数の実施の形態に関し、単独で又は様々な組み合わせで、実施の形態に適用可能である。

従って、例示されていない実施の形態が、明細書に開示される技術の範囲内において想定される。

例えば、少なくとも1つの構成要素を変形する場合、追加する場合または省略する場合、さらには、少なくとも1つの構成要素を抽出し、他の実施の形態の構成要素と組み合わせる場合が含まれてもよい。

符号の説明

[0242] 1…回転電機、2、2A、2B…回転センサ、3…直流電源、4…電力変換器、5…平滑コンデンサ、6…電流センサ、10…制御装置（回転電機制御装置）、21、22、23…アンプ、31、31A、31B…回転検出部（制御部）、32…制御用角度算出部（制御部）、33…電流検出部（制御部）、34…電圧指令値算出部（制御部）、35…スイッチング制御部（制御部）、36…電流指令値算出部、40…回転センサ出力信号補正部、41…逆正接関数演算部、50…角度算出部、51…回転角度信号補正部、91…記憶装置、92…入力回路、93…出力回路、100…電動パワーステアリング装置、101…駆動力伝達機構、102…操舵装置、103…車輪、

104…ハンドル、105…シャフト、106…トルクセンサ、342…電
流座標変換部、343…d q軸電圧指令値算出部、344…電圧座標変換部
、361…d軸電流指令値生成部、362…q軸電流指令値生成部、510
…ステータ、511…ステータコア、512…コアバック、513…ティ
ース、514…コイル、515…空隙、520…ロータ、521…ロータコア
、522…永久磁石、523…シャフト、524…突起、525…凹部、5
27…ステータ対向面、601…DC-DCコンバータ（昇圧器）、602
…入力コンデンサ、603…統合磁気部品、604…ブリッジインバータ、
605…リンクコンデンサ、606…負荷、607、608…電圧センサ、
609…制御回路、609a…出力電圧情報、609b…出力電圧情報、6
09c…駆動信号、650…スナバ回路、C…コンデンサ、D1、D2…ダ
イオード、D1A、D2A…アノード、D1C、D2C…カソード、M1、
M2…中間点、R、Ru、Rv、Rw…抵抗、Sa、Sb、Sc、Sd、S
N、SP…スイッチング素子

請求の範囲

- [請求項1] 複数相の巻線を有するステータと、前記ステータの径方向内側に配置されているとともに磁石を有するロータと、を有する回転電機と、
直流電源の電圧を交流電圧に変換する電力変換器と、
電流センサから出力される出力信号に基づいて前記複数相の巻線に流れる電流を検出する電流検出部と、
前記ロータの回転角度に応じた出力信号を出力する回転センサと、
前記ロータの制御用の回転角度を算出する回転演算部と、
前記磁石の磁束の方向をd軸とし、前記d軸よりも電気角で90度進んだ方向をq軸とし、
前記回転電機に流れるd軸電流の指令値を生成するd軸電流指令値生成部と、
前記回転電機に流れるq軸電流の指令値を生成するq軸電流指令値生成部と、
前記制御用の回転角度と、前記電流と、前記q軸電流の指令値と、前記d軸電流の指令値に基づいて、前記複数相の巻線に印加する電圧指令値を算出する電圧指令値算出部と、
前記電圧指令値に基づいて前記電力変換器が有する複数のスイッチング素子をオンオフ駆動するスイッチング制御部と、
を有し、
前記回転電機は、d軸インダクタンス L_d がq軸インダクタンス L_q より大きい値を持ち、
前記回転演算部は、前記回転センサの前記出力信号、前記電流、前記電圧指令値のいずれか一つ以上に基づいて、前記回転センサの検出誤差に起因する角度誤差を低減する、
回転電機制御装置。
- [請求項2] 前記回転演算部は、
前記回転センサから出力される出力信号に基づいて、前記ロータの

回転角度を検出する回転検出部と、

前記回転角度、前記電流、前記電圧指令値のいずれか一つ以上に基づいて、前記制御用の回転角度を演算する制御用角度算出部と、

を有している、

請求項 1 に記載の回転電機制御装置。

[請求項3]

前記制御用角度算出部は、

前記回転角度に対する前記制御用の回転角度の偏差である検出角度偏差を算出し、

前記検出角度偏差を制御角度偏差として算出し、

前記制御角度偏差に基づいて前記制御用の回転角度を算出する、

請求項 2 に記載の回転電機制御装置。

[請求項4]

前記制御用角度算出部は、

電流検出値の情報、及び前記電圧指令値の情報に基づいて、前記ロータの回転角度の真値に対する前記制御用の回転角度の偏差である推定実角度偏差を推定し、前記推定実角度偏差を制御角度偏差として算出し、

前記制御角度偏差に基づいて前記制御用の回転角度を算出する、

請求項 2 に記載の回転電機制御装置。

[請求項5]

前記制御用角度算出部は、

前記回転角度に対する前記制御用の回転角度の偏差である検出角度偏差を算出し、

電流検出値の情報、及び前記電圧指令値の情報に基づいて、前記ロータの回転角度の真値に対する前記制御用の回転角度の偏差である推定実角度偏差を推定し、前記推定実角度偏差と前記検出角度偏差とを内分した値を制御角度偏差として算出し、

前記ロータの回転角速度に比例する物理量である速度比例物理量が予め設定された速度閾値よりも高い場合において、前記制御角度偏差における前記推定実角度偏差の割合を、前記検出角度偏差の割合より

も高くし、

前記速度比例物理量が、前記速度閾値よりも低い場合において、前記制御角度偏差における前記推定実角度偏差の割合を、前記検出角度偏差の割合よりも低くする、

請求項 2 に記載の回転電機制御装置。

[請求項6]

前記制御用角度算出部は、前記速度閾値を含む予め設定された前記速度比例物理量の範囲において、前記速度比例物理量が増加するに従って、前記推定実角度偏差の割合を連続的に増加させると共に、前記検出角度偏差の割合を連続的に減少させる、

請求項 5 に記載の回転電機制御装置。

[請求項7]

前記制御用角度算出部は、前記速度閾値を含む予め設定された前記速度比例物理量の範囲において、前記速度比例物理量が増加するに従って、前記推定実角度偏差の割合を 0 から 1 まで連続的に増加させると共に、前記検出角度偏差の割合を 1 から 0 まで連続的に減少させ、

前記速度比例物理量が前記速度比例物理量の範囲よりも低い場合は、前記推定実角度偏差の割合を 0 に設定すると共に、前記検出角度偏差の割合を 1 に設定し、

前記速度比例物理量が前記速度比例物理量の範囲よりも高い場合は、前記推定実角度偏差の割合を 1 に設定すると共に、前記検出角度偏差の割合を 0 に設定する、

請求項 5 に記載の回転電機制御装置。

[請求項8]

前記速度閾値は、d 軸電流ゼロ制御又は最大トルク電流制御の実行領域と弱め磁束制御の実行領域との境界の前記速度比例物理量に対応して設定されている、

請求項 5 から請求項 7 のいずれか一項に記載の回転電機制御装置。

[請求項9]

前記制御用角度算出部は、前記制御角度偏差が 0 に近づくようにフィードバック制御を行うことにより、前記ロータの制御用の回転角速度を変化させ、前記制御用の回転角速度を積分して、前記制御用の回

転角度を算出する、

請求項5から請求項8のいずれか一項に記載の回転電機制御装置。

[請求項10]

前記電圧指令値算出部は、

前記複数相の巻線の電流検出値を、前記制御用の回転角度に基づいてd軸電流及びq軸電流に変換し、

前記d軸電流がd軸電流指令値に近づくように、かつ、前記q軸電流がq軸電流指令値に近づくように、d軸の電圧指令値及びq軸の電圧指令値を変化させ、

前記d軸の電圧指令値及び前記q軸の電圧指令値を、前記制御用の回転角度に基づいて複数相の電圧指令値に変換し、

前記制御用角度算出部は、

前記d軸及びq軸の電流検出値、前記d軸の電圧指令値及び前記q軸の電圧指令値、及び前記制御用の回転角速度に基づいて、前記ロータの回転角度の真値に対する前記制御用の回転角度の偏差である前記推定実角度偏差を推定する、

請求項9に記載の回転電機制御装置。

[請求項11]

前記制御用角度算出部は、

前記回転角度の検出値に基づいて、前記制御用の回転角度の上限値及び下限値を算出し、

前記制御用の回転角度が前記上限値から前記下限値までの範囲を逸脱した場合において、前記回転角度の検出値に基づいて前記制御用の回転角度を修正する、

請求項5から請求項10のいずれか一項に記載の回転電機制御装置

。

[請求項12]

前記制御角度偏差から前記制御用の回転角度までの応答周波数は、前記速度閾値に対応する回転周波数よりも低く設定されている、

請求項5から請求項11のいずれか一項に記載の回転電機制御装置

。

- [請求項13] 前記制御角度偏差から前記制御用の回転角度までの応答周波数は、前記ロータの回転角速度に生じる機械的な共振周波数よりも高く設定されている、請求項5から請求項12のいずれか一項に記載の回転電機制御装置。
- [請求項14] 前記制御角度偏差から前記制御用の回転角度までの応答周波数は、前記ロータの回転角速度に生じる機械的な共振周波数の3倍値から5倍値の間に設定されている、請求項5から請求項13のいずれか一項に記載の回転電機制御装置。
- [請求項15] 前記回転検出部は、前記回転センサから出力される出力信号であるSIN信号とCOS信号のオフセット値を演算する第1演算、前記SIN信号と前記COS信号の高調波成分を演算する第2演算、前記SIN信号と前記COS信号の基本波成分の振幅比を演算する第3演算、及び前記SIN信号と前記COS信号の位相差情報を演算する第4演算、のうち少なくとも1つの演算によって、補正SIN信号及び補正COS信号を算出し、前記補正SIN信号及び前記補正COS信号に基づき、前記回転角度を検出する、請求項2から請求項14のいずれか一項に記載の回転電機制御装置。
- [請求項16] 前記回転検出部は、前記回転センサから出力される出力信号であるSIN信号とCOS

信号の逆正接関数を演算し、前記逆正接関数の高調波成分に基づいた補正を行った上で前記回転角度を検出する、

請求項 2 から請求項 1 4 のいずれか一項に記載の回転電機制御装置

。

[請求項17]

前記ロータは、

磁性体によって構成されたロータコアと、

周方向において前記ロータコアの外周面に配置されている複数の永久磁石と、

を備え、

前記永久磁石が配置される前記ロータコアの前記外周面には、前記ロータコアの径方向に突出して形成された突起が設けられており、

前記永久磁石は、前記ステータの内側面と対向する円弧状のステータ対向面と、前記突起と嵌合する凹部とを有し、

請求項 1 から請求項 1 6 のいずれか一項に記載の回転電機制御装置

。

[請求項18]

前記電力変換器は、直流電源の電圧を昇圧する昇圧器を含み、

前記回転電機制御装置は、前記昇圧器によって昇圧された出力直流電圧に基づいて、前記回転電機に交流電圧を印加し、

前記スイッチング制御部は、前記電圧指令値及び前記出力直流電圧に基づいて、前記複数のスイッチング素子をオンオフ駆動する、

請求項 1 から請求項 1 7 のいずれか一項に記載の回転電機制御装置

。

[請求項19]

前記昇圧器は、

前記スイッチング素子を有する上アーム及び下アームと、

前記スイッチング素子が直列に接続された構造を有する複数のレグと、

を備え、

前記昇圧器は、前記複数のレグが互いに並列に接続されたブリッジ

型のスイッチング素子であり、

前記スイッチング素子の回路動作において、前記複数のレグの各々を構成する前記スイッチング素子を互いに位相を180度ずらして駆動するインターリーブ駆動を行う、

請求項18に記載の回転電機制御装置。

[請求項20]

前記昇圧器は、

前記スイッチング素子を有する上アーム及び下アームと、

前記スイッチング素子が直列に接続された構造を有する複数のレグと、

抵抗とコンデンサとが直列接続されたスナバ回路と、

を有し、

前記複数のレグは、互いに並列に接続されており、

前記スナバ回路は、前記複数のレグに対して並列に接続されている

、

請求項18又は請求項19に記載の回転電機制御装置。

[請求項21]

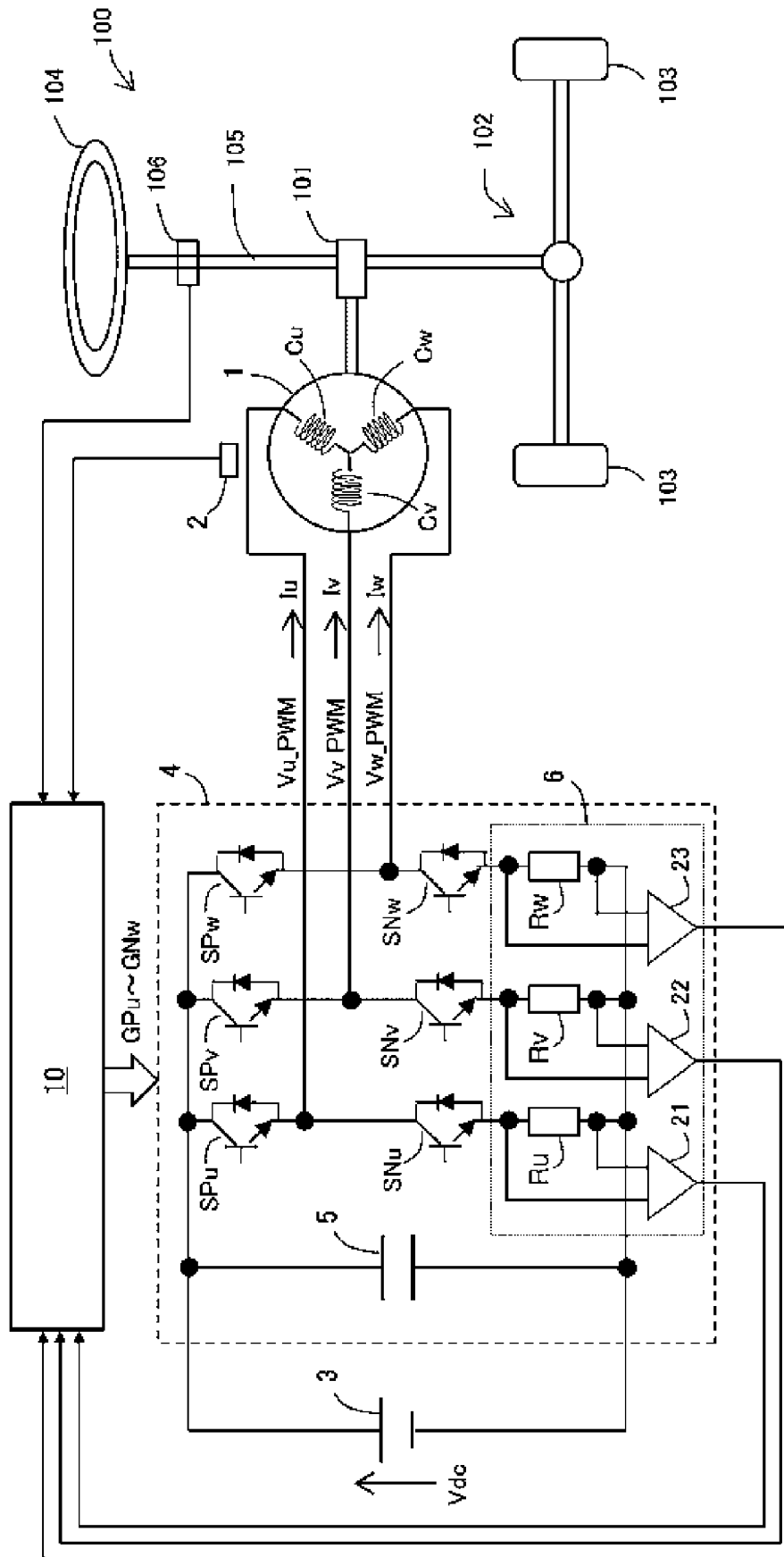
前記スナバ回路は、第1ダイオードと第2ダイオードとを備え、

前記第1ダイオードは、前記上アームを構成する前記スイッチング素子のコレクタ又はドレイン側端子に接続されたアノードと、前記抵抗と前記コンデンサとの間の中間点に接続されたカソードとを有し、

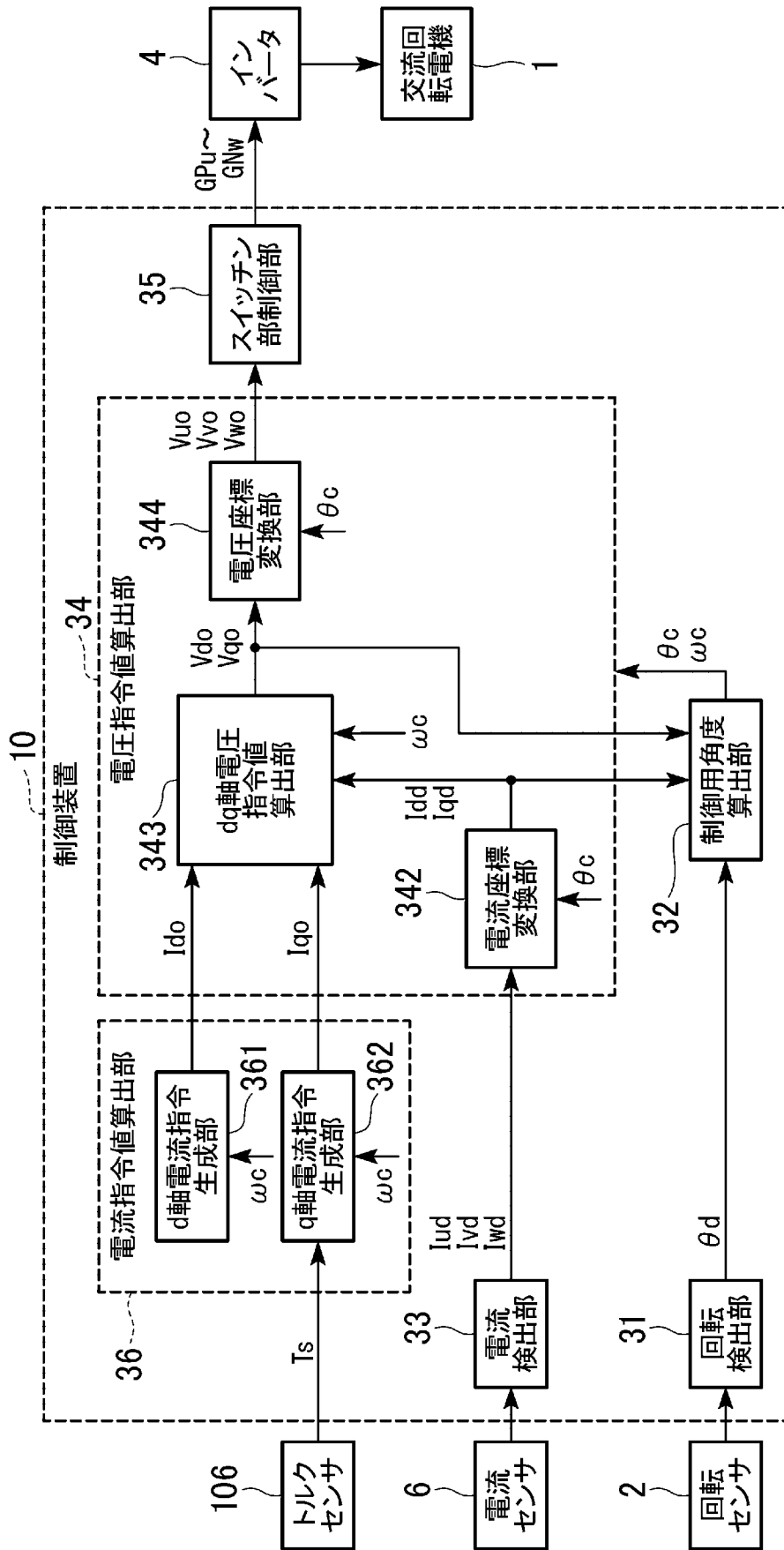
前記第2ダイオードは、前記上アームと前記下アームとの間の中間点に接続されたアノードと、前記抵抗と前記コンデンサとの間の中間点に接続されたカソードとを有する、

請求項20に記載の回転電機制御装置。

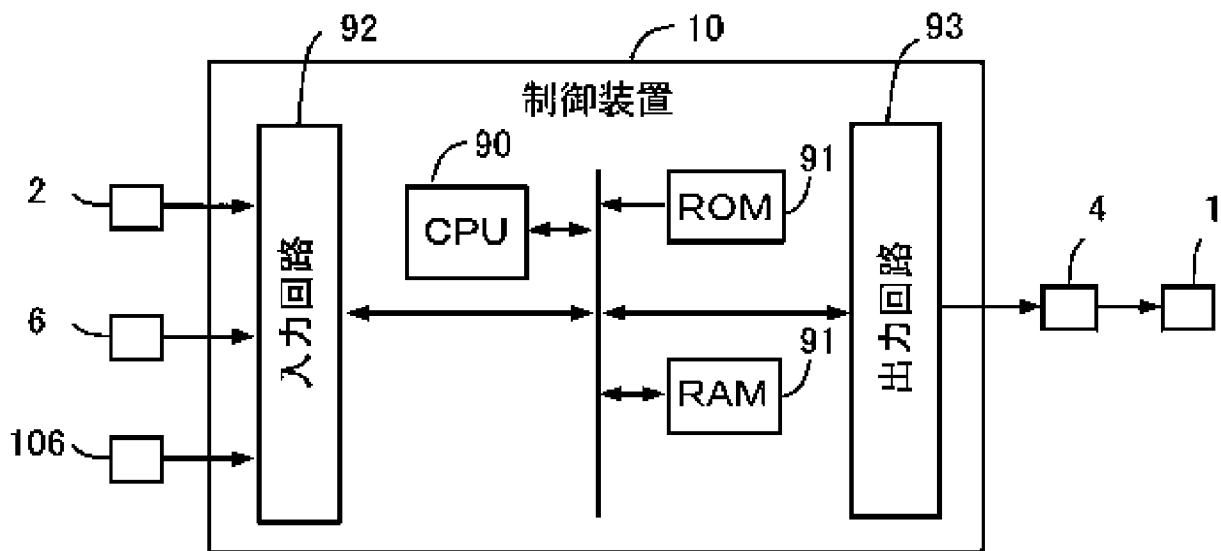
[図1]



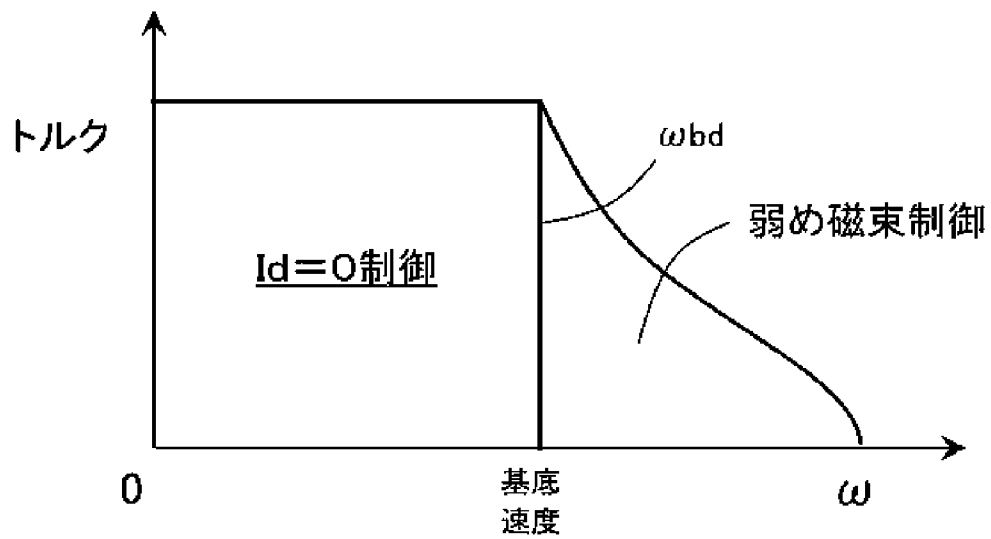
[図2]



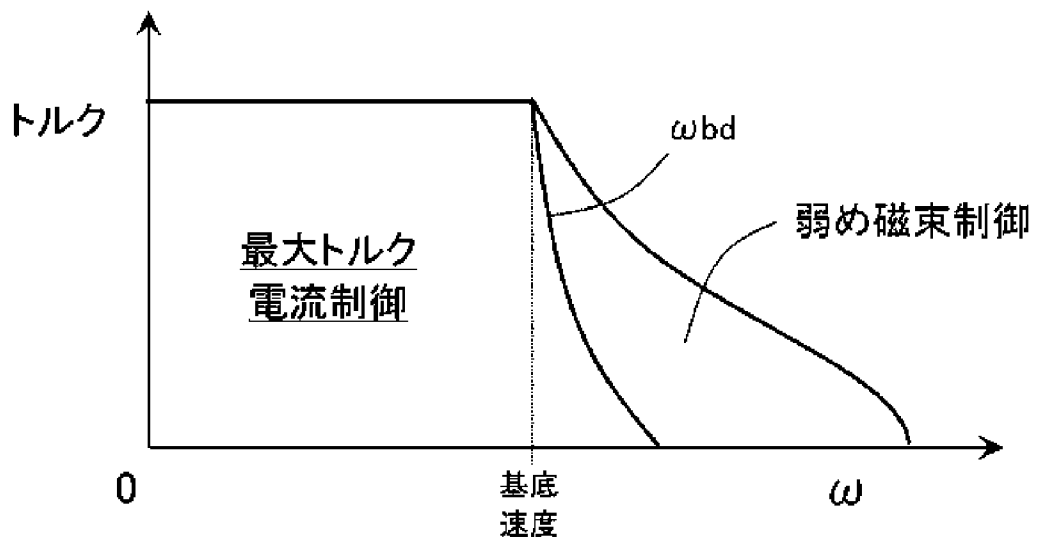
[図3]



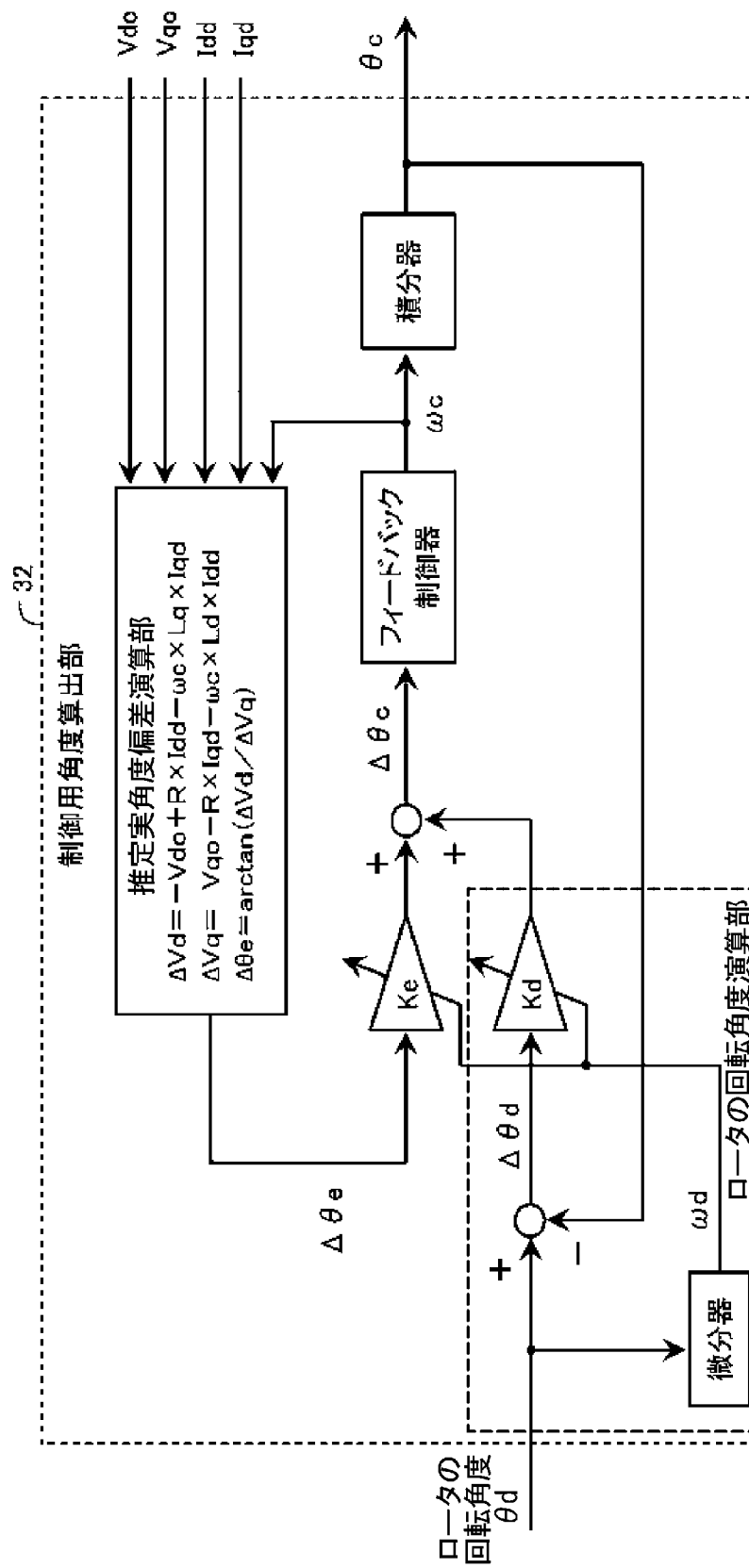
[図4]



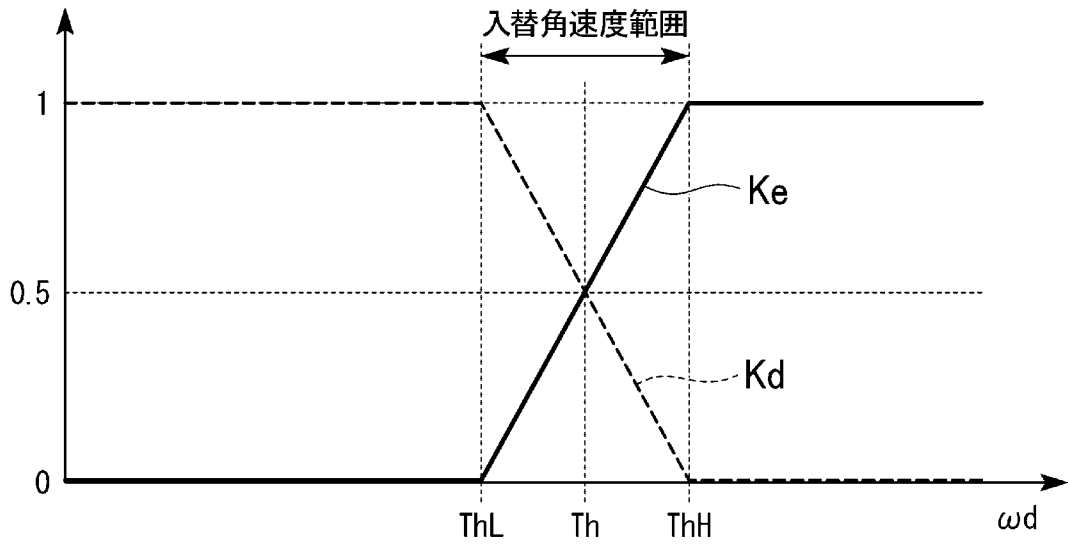
[図5]



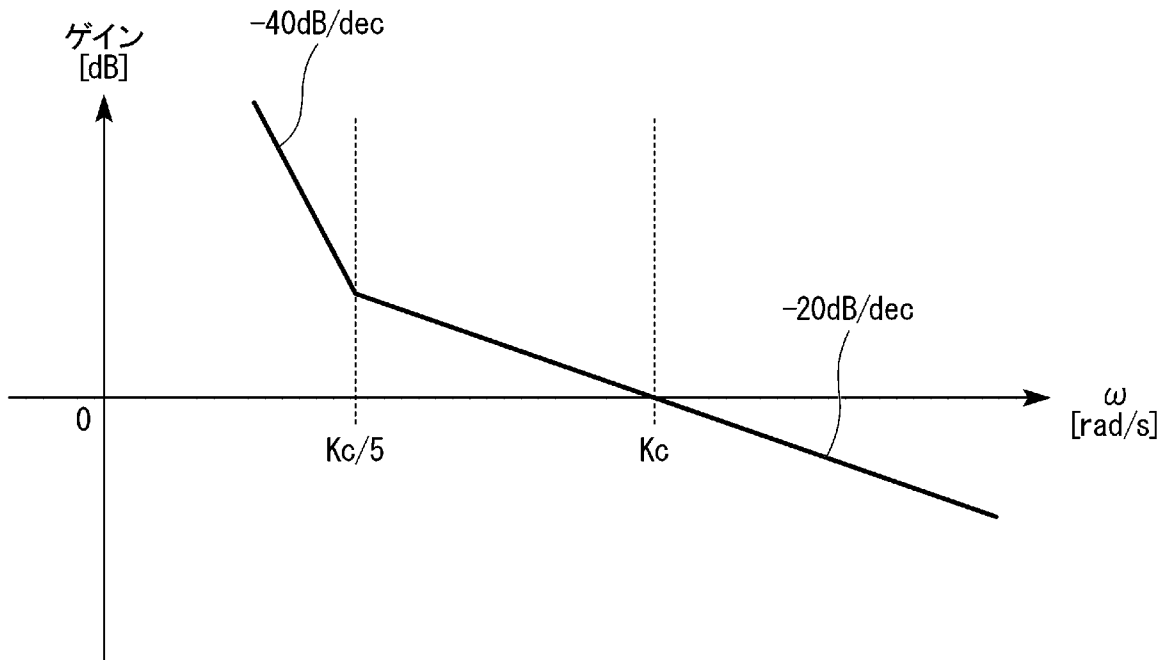
[図6]



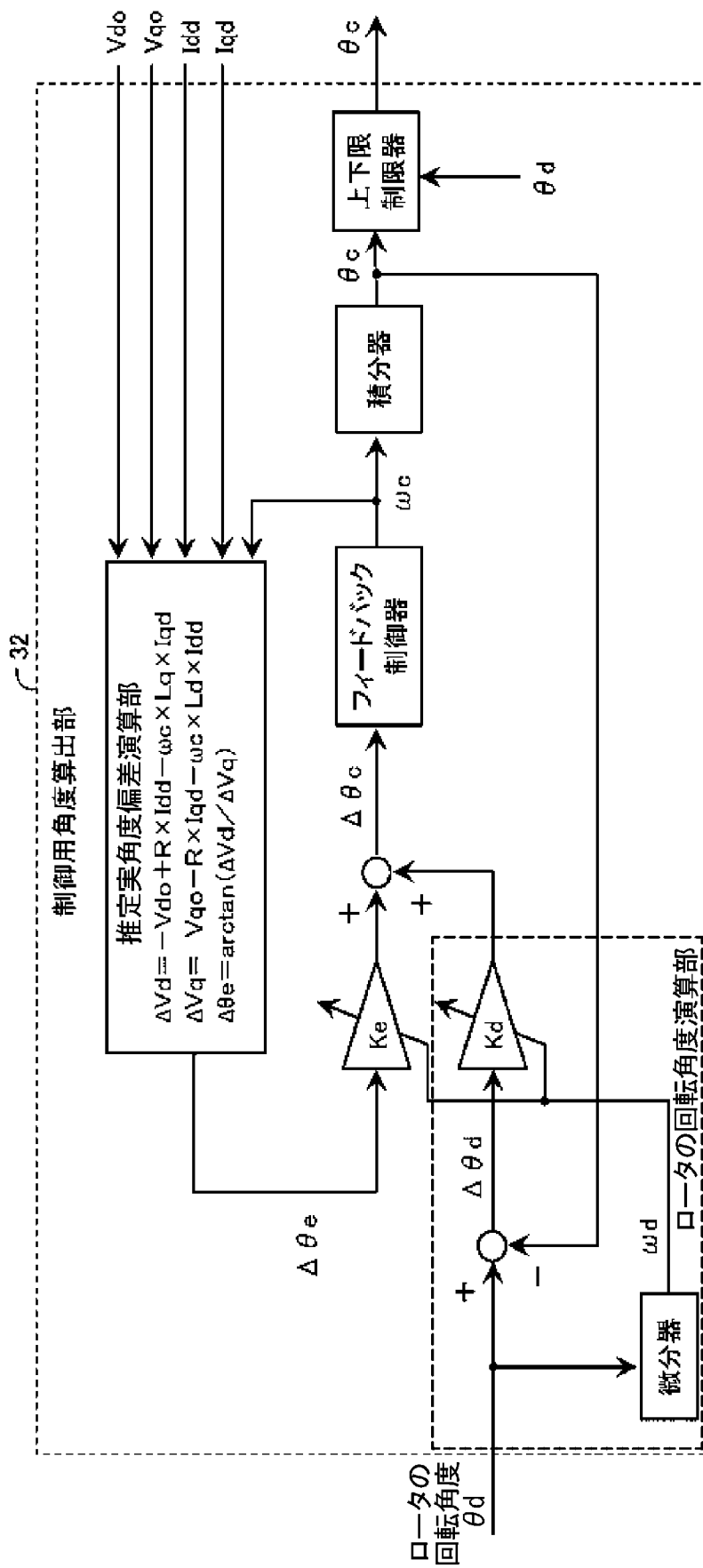
[図7]



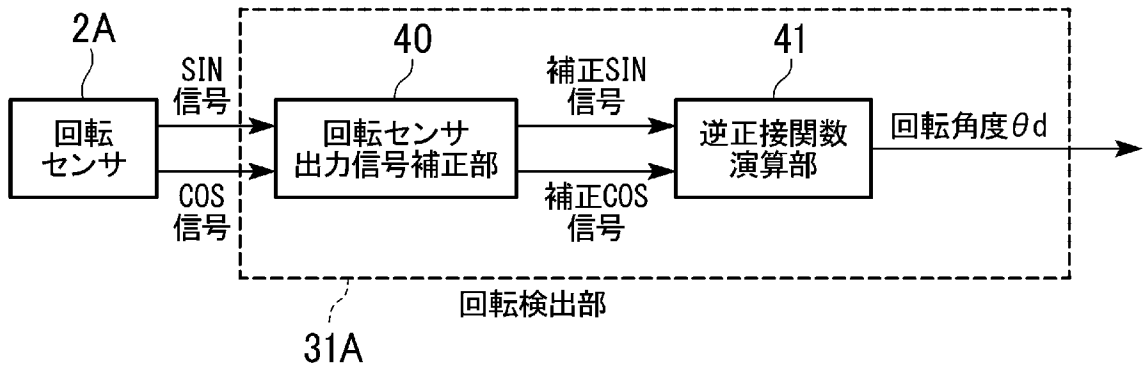
[図8]



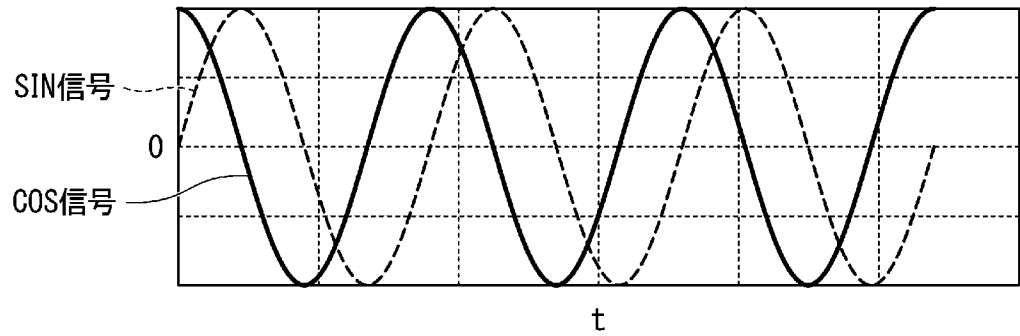
[図9]



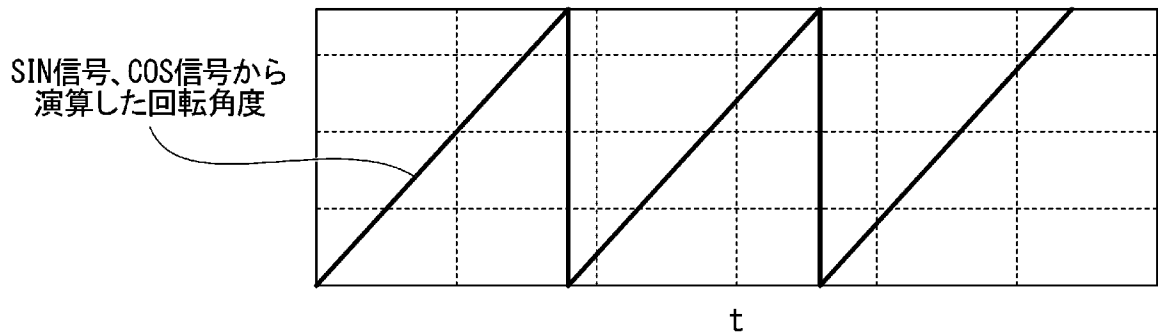
[図10]



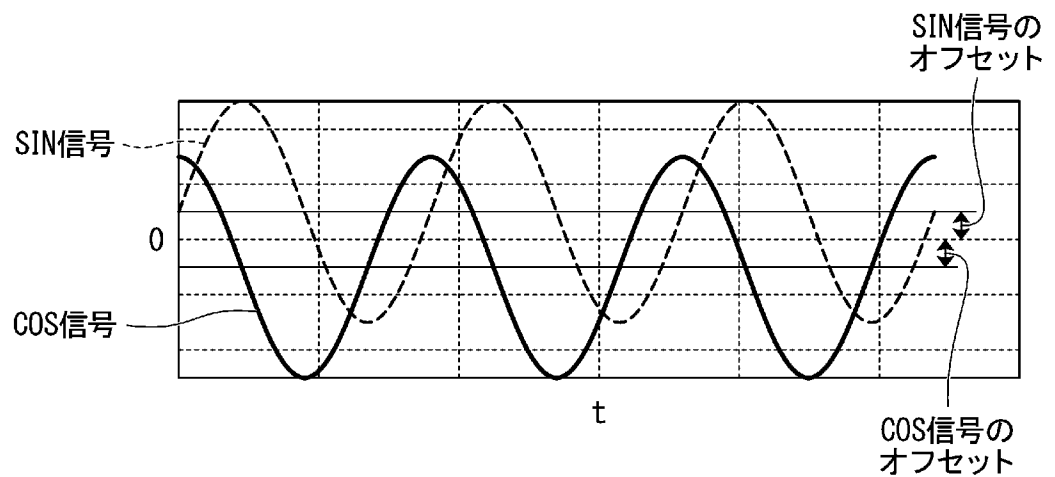
[図11A]



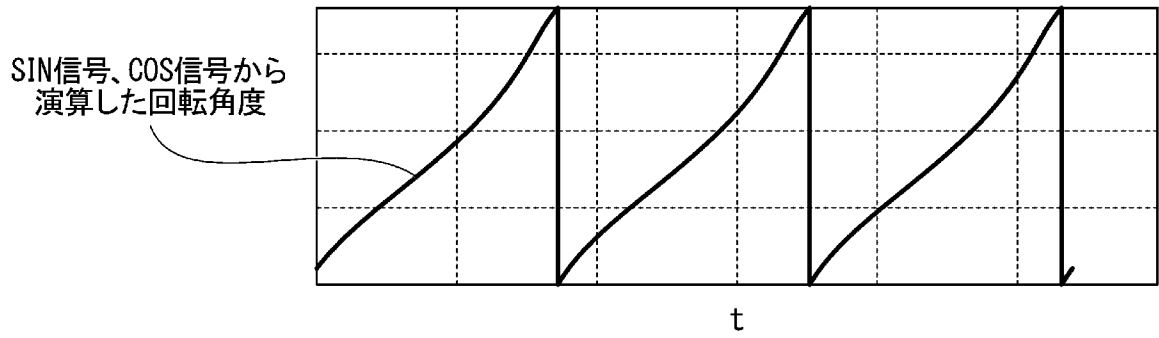
[図11B]



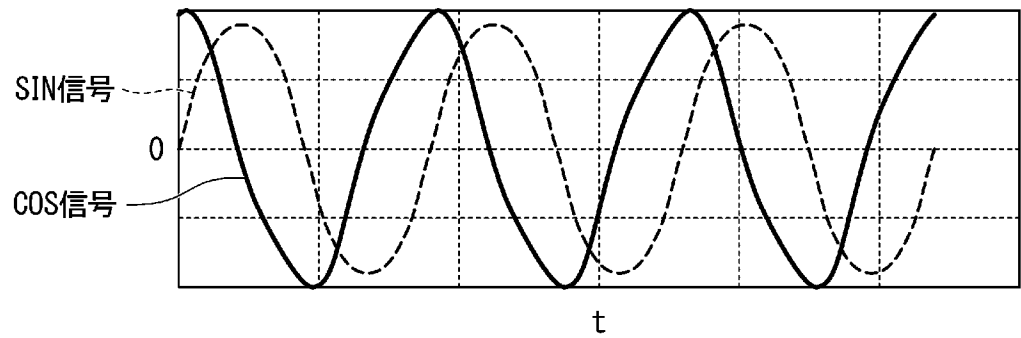
[図12A]



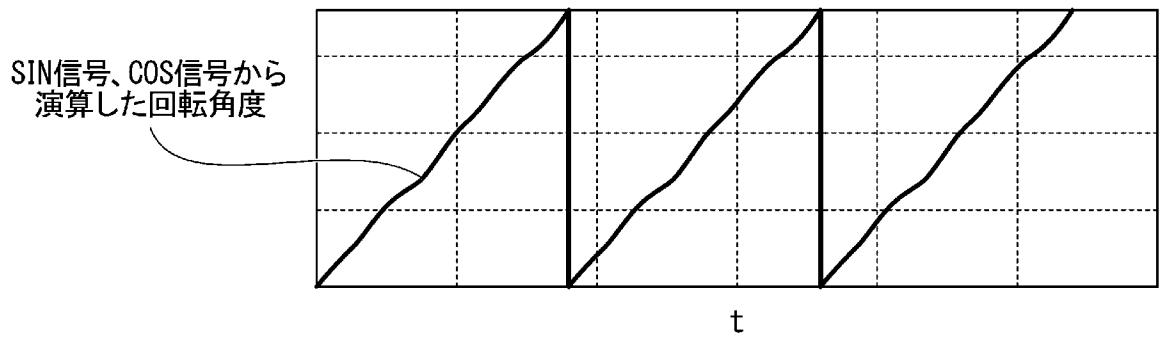
[図12B]



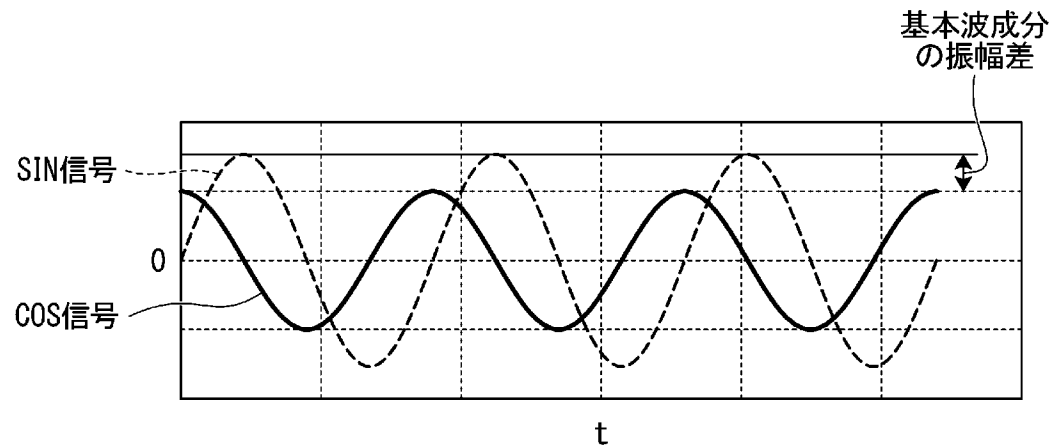
[図13A]



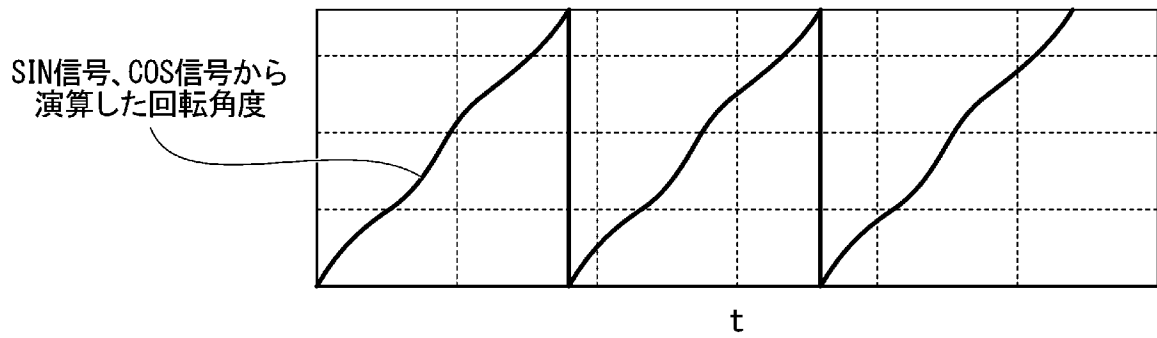
[図13B]



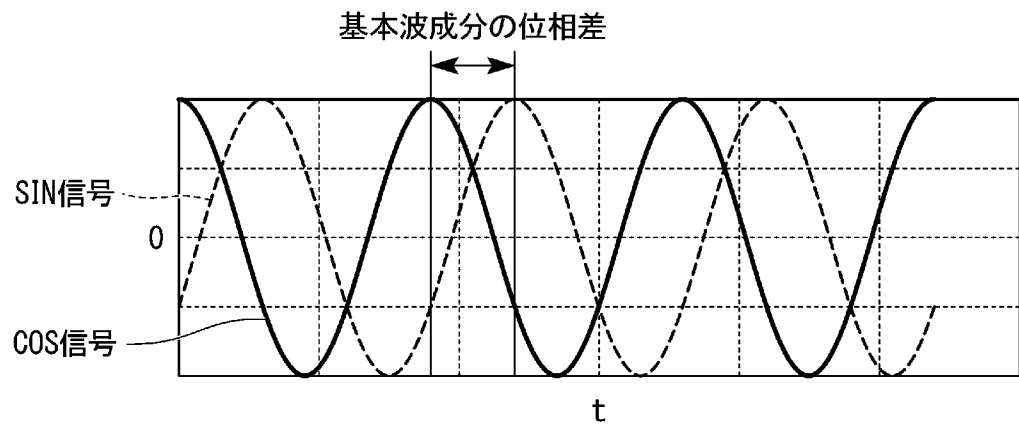
[図14A]



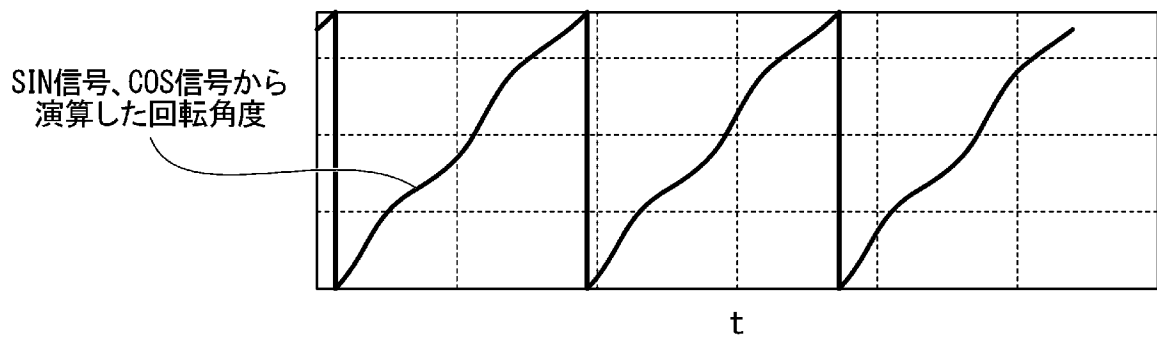
[図14B]



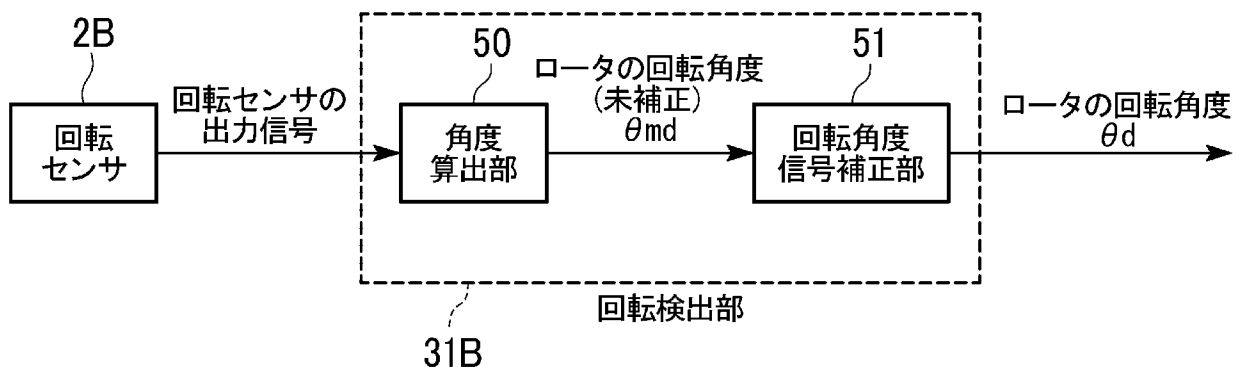
[図15A]



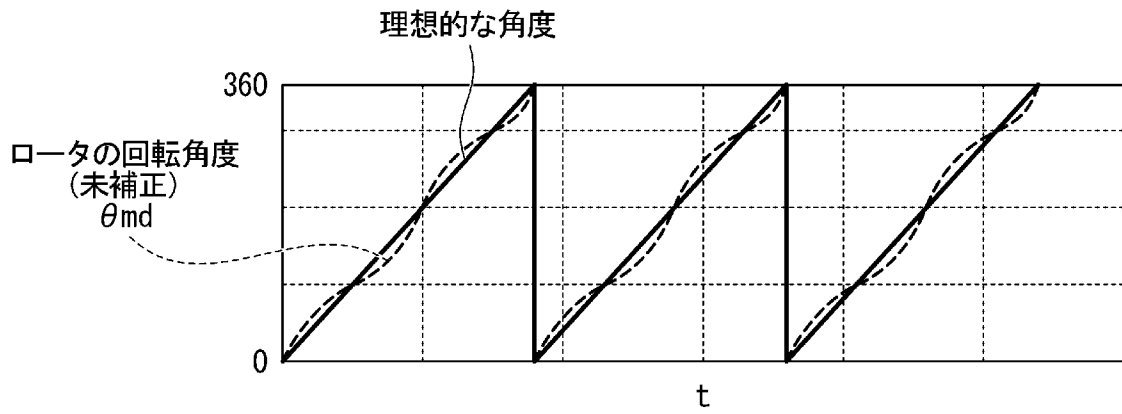
[図15B]



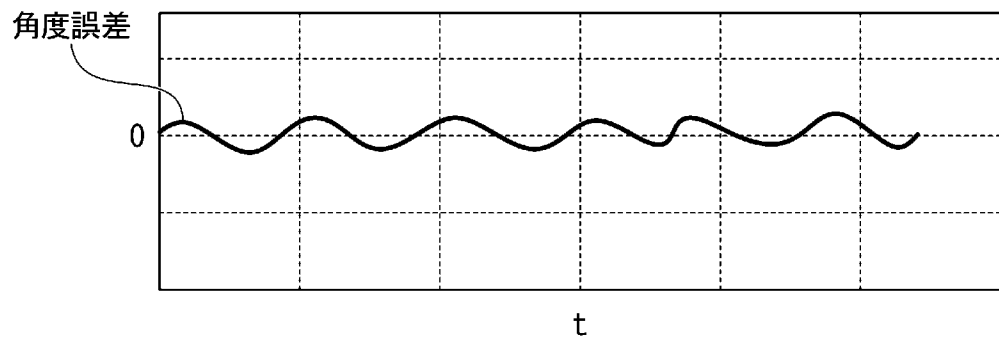
[図16]



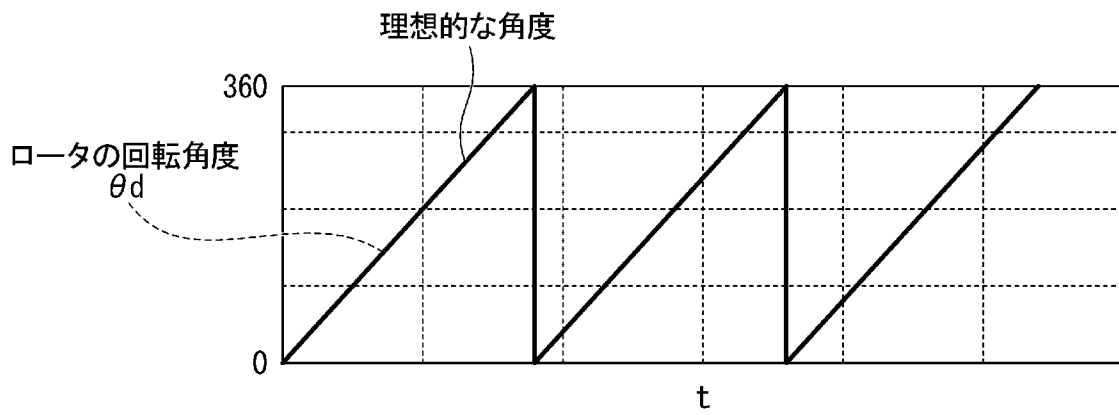
[図17A]



[図17B]



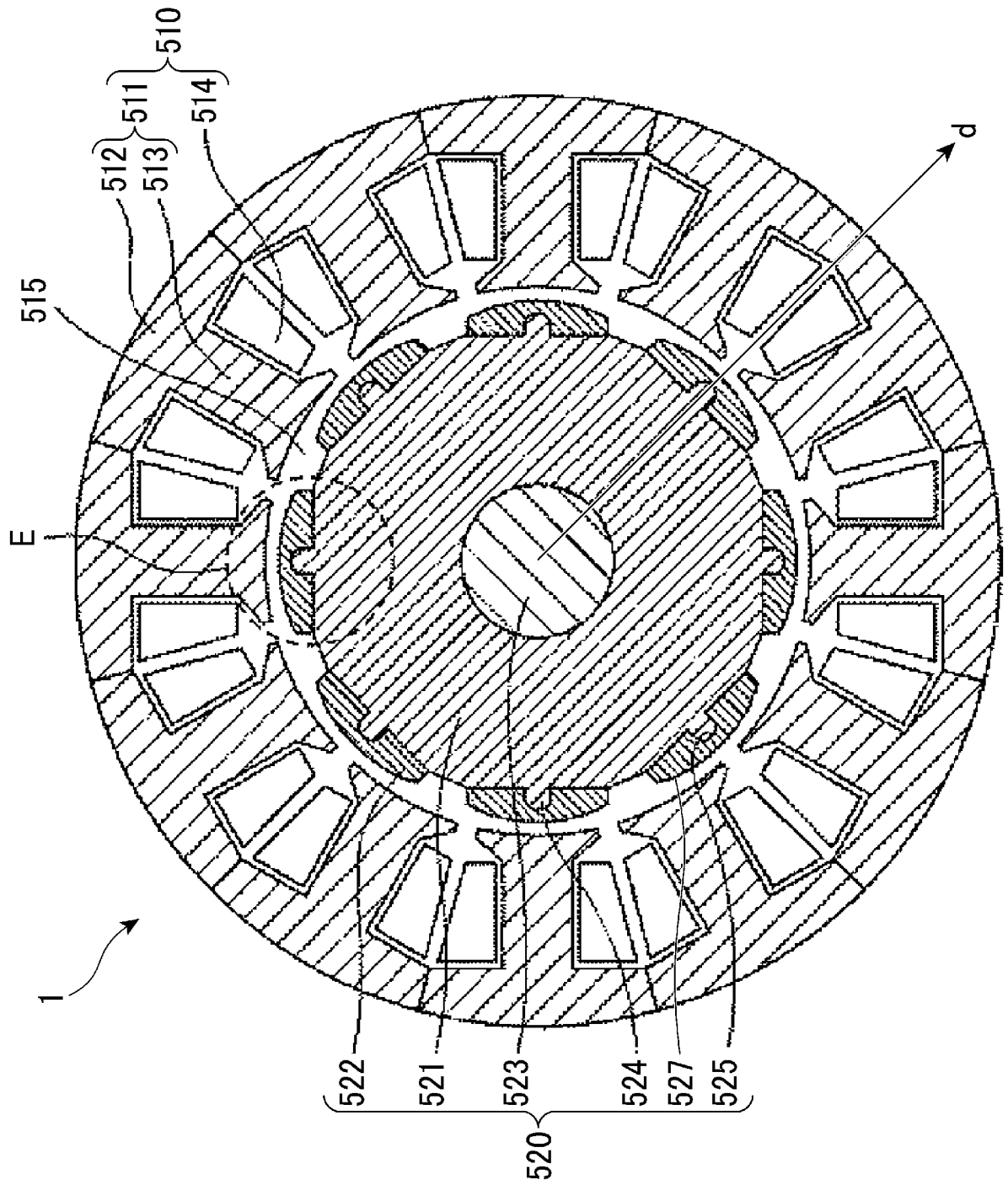
[図18A]



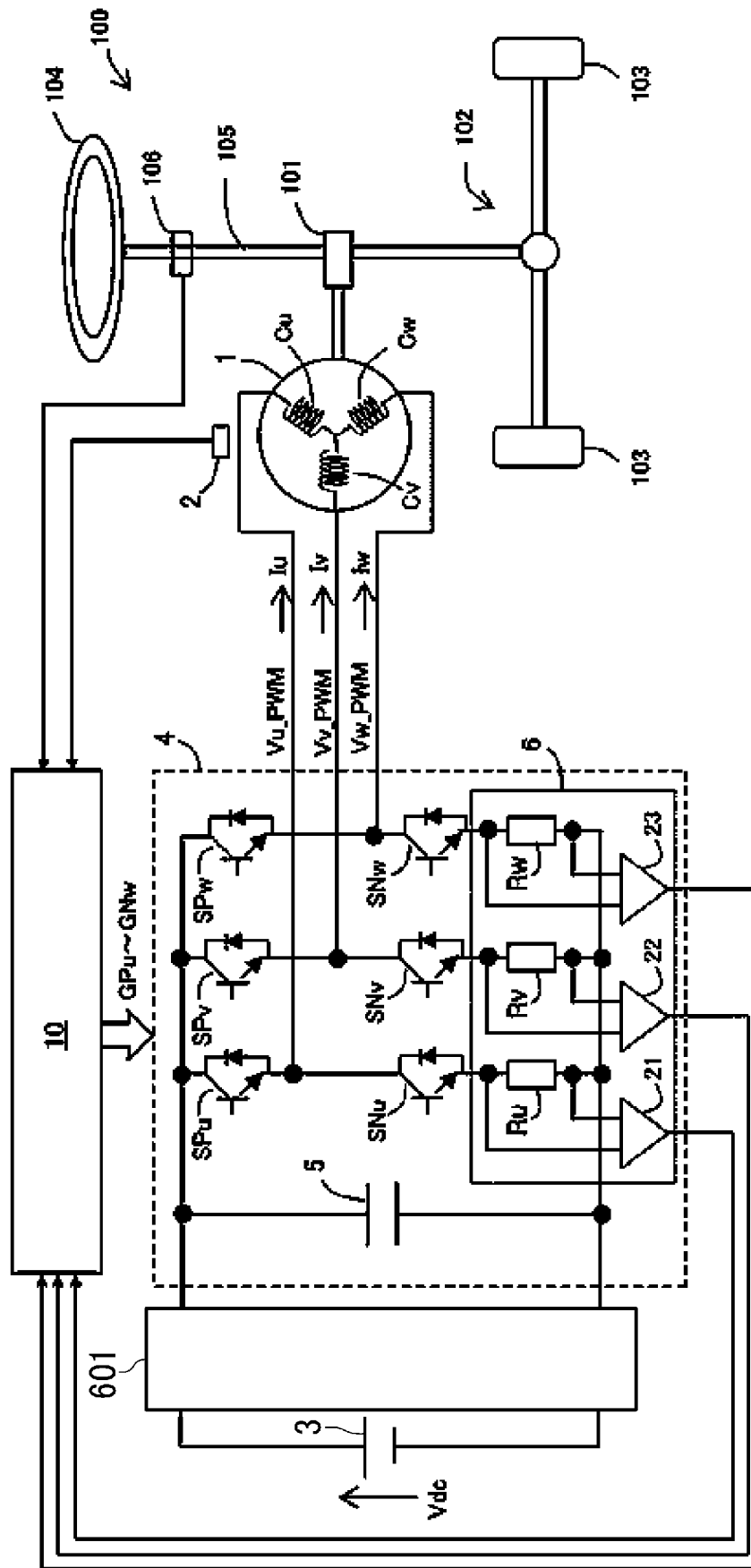
[図18B]



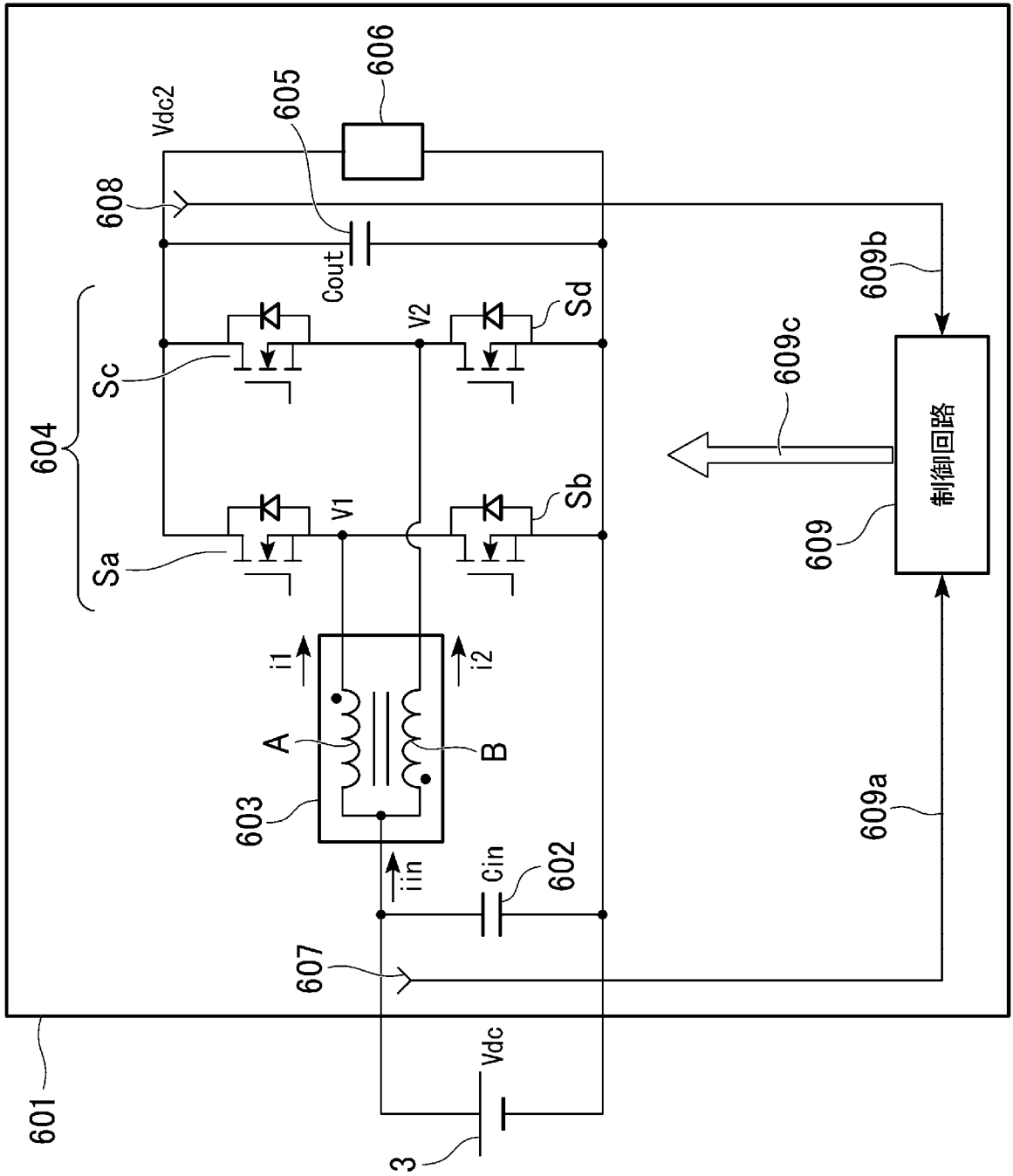
[図19]



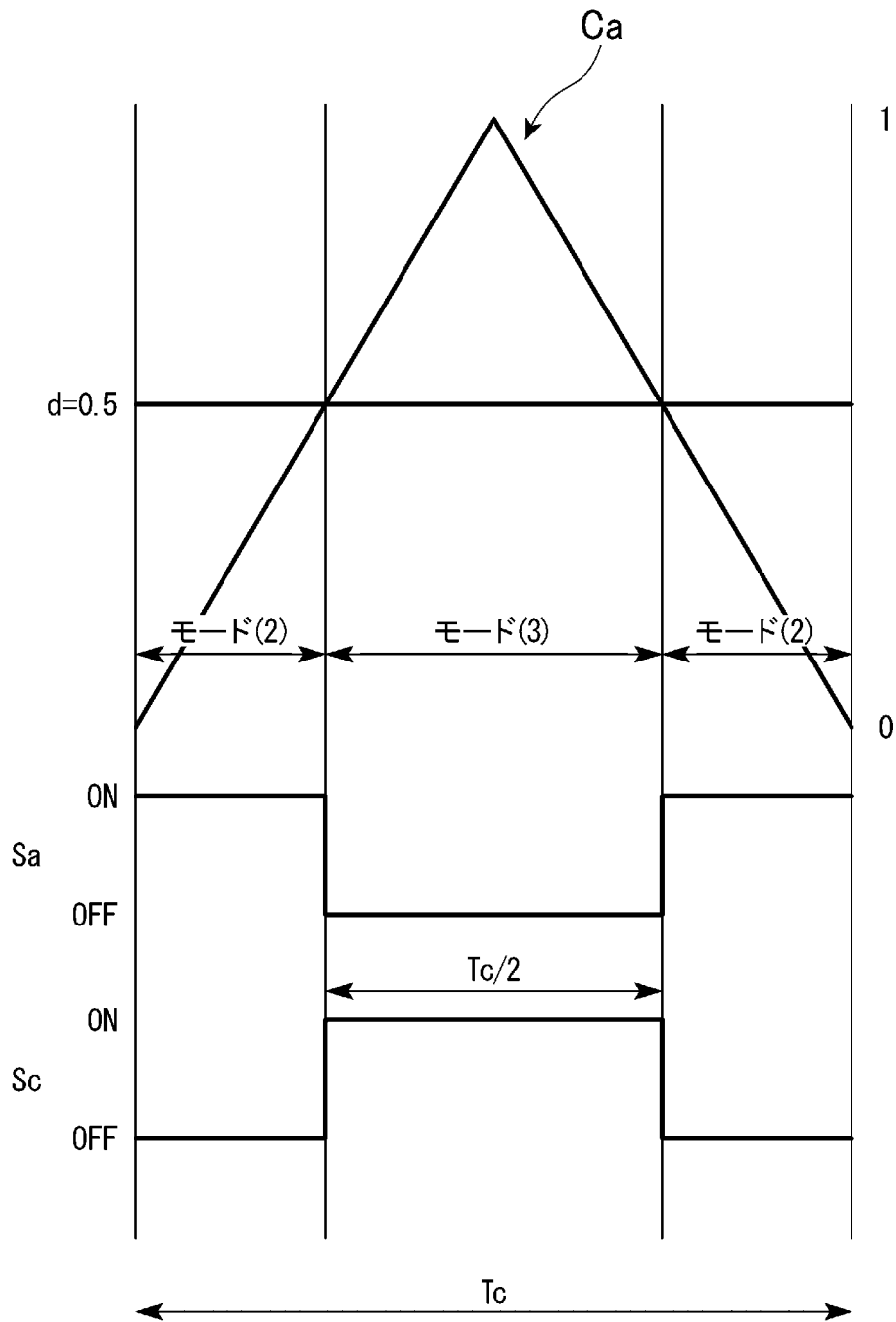
[図20]



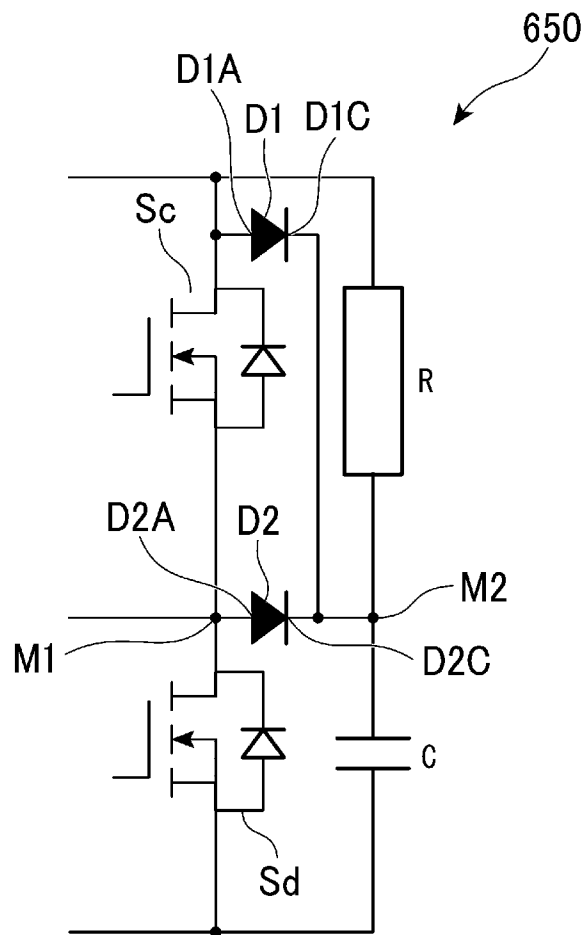
[図21]



[図22]



[図23]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2022/021734

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER		
<i>H02P 21/18</i> (2016.01)j FI: H02P21/18		
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) H02P21/18		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Published examined utility model applications of Japan 1922-1996 Published unexamined utility model applications of Japan 1971-2022 Registered utility model specifications of Japan 1996-2022 Published registered utility model applications of Japan 1994-2022		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP 2015-521838 A (NISSAN MOTOR CO., LTD.) 30 July 2015 (2015-07-30) paragraphs [0023]-[0044], fig. 1-3, in particular, paragraph [0029]	1-4, 17-19 5-16, 20, 21
Y A	JP 2004-266935 A (MITSUBISHI ELECTRIC CORP.) 24 September 2004 (2004-09-24) paragraphs [0011]-[0029], fig. 1	1-3, 17-19 4-16, 20, 21
Y A	JP 10-80188 A (MITSUBISHI ELECTRIC CORP.) 24 March 1998 (1998-03-24) paragraphs [0002]-[0008], [0030]-[0048], fig. 1-6, 10-13, in particular, paragraphs [0042]-[0048], fig. 5, 6	1-4, 17-19 5-16, 20, 21
Y	JP 2015-104180 A (DENSO CORP.) 04 June 2015 (2015-06-04) paragraph [0026], fig. 7	17-19
Y	JP 2016-146726 A (TOYOTA JIDOSHA KABUSHIKI KAISHA) 12 August 2016 (2016-08-12) paragraphs [0011]-[0022], fig. 1, in particular, paragraphs [0014], [0020], fig. 1	18, 19
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input checked="" type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier application or patent but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 27 July 2022		Date of mailing of the international search report 09 August 2022
Name and mailing address of the ISA/JP Japan Patent Office (ISA/JP) 3-4-3 Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915 Japan		Authorized officer Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2022/021734

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2006-101675 A (MITSUBISHI ELECTRIC CORP.) 13 April 2006 (2006-04-13) paragraphs [0028]-[0037], fig. 18-23	19
.....		

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/JP2022/021734

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)	Publication date (day/month/year)
JP	2015-521838	A	30 July 2015	US 2015/0340915 A1 paragraphs [0025]-[0046], fig. 1-3, in particular, paragraph [0031] EP 2865079 A1 CN 104412493 A WO 2014/003730 A1	
JP	2004-266935	A	24 September 2004	US 2005/0104551 A1 paragraphs [0021]-[0039], fig. 1 DE 102004009638 A1 FR 2851858 A1	
JP	10-80188	A	24 March 1998	US 5796228 A column 1, line 9 to column 2, line 35, column 6, line 16 to column 10, line 5, fig. 1-6, 10-13, in particular, column 8, line 37 to column 10, line 5, fig. 5, 6 CN 1175816 A TW 437152 B KR 10-1998-0024023 A	
JP	2015-104180	A	04 June 2015	US 2015/0145370 A1 paragraph [0038], fig. 7 CN 104659937 A	
JP	2016-146726	A	12 August 2016	(Family: none)	
JP	2006-101675	A	13 April 2006	US 2006/0067655 A1 paragraphs [0118]-[0144], fig. 18-23 DE 102005028945 A1 CN 1756071 A	

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） H02P 21/18(2016.01)i FI: H02P21/18		
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）） H02P21/18 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 1971-2022年 日本国実用新案登録公報 1996-2022年 日本国登録実用新案公報 1994-2022年		
国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）		
C. 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
Y A	JP 2015-521838 A（日産自動車株式会社）30.07.2015（2015-07-30） 段落0023-0044，図1-3，特に段落0029	1-4, 17-19 5-16, 20, 21
Y A	JP 2004-266935 A（三菱電機株式会社）24.09.2004（2004-09-24） 段落0011-0029，図1	1-3, 17-19 4-16, 20, 21
Y A	JP 10-80188 A（三菱電機株式会社）24.03.1998（1998-03-24） 段落0002-0008, 0030-0048，図1-6, 10-13，特に段落0042-0048，図5, 6	1-4, 17-19 5-16, 20, 21
Y	JP 2015-104180 A（株式会社デンソー）04.06.2015（2015-06-04） 段落0026，図7	17-19
Y	JP 2016-146726 A（トヨタ自動車株式会社）12.08.2016（2016-08-12） 段落0011-0022，図1，特に段落0014, 0020，図1	18, 19
Y	JP 2006-101675 A（三菱電機株式会社）13.04.2006（2006-04-13） 段落0028-0037，図18-23	19
<input type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input checked="" type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。		
* 引用文献のカテゴリー “A” 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの “E” 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの “L” 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す） “O” 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 “P” 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日の後に公表された文献 “T” 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と抵触するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの “X” 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの “Y” 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの “&” 同一パテントファミリー文献		
国際調査を完了した日 27.07.2022		国際調査報告の発送日 09.08.2022
名称及びあて先 日本国特許庁(ISA/JP) 〒100-8915 日本国 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号		権限のある職員（特許庁審査官） 谿花 正由輝 3V 3120 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/JP2022/021734

引用文献	公表日	パテントファミリー文献	公表日
JP 2015-521838 A	30.07.2015	US 2015/0340915 A1 段落0025-0046, 図1-3, 特 に段落0031 EP 2865079 A1 CN 104412493 A WO 2014/003730 A1	
JP 2004-266935 A	24.09.2004	US 2005/0104551 A1 段落0021-0039, 図1 DE 102004009638 A1 FR 2851858 A1	
JP 10-80188 A	24.03.1998	US 5796228 A 第1欄第9行-第2欄第35行, 第6欄第16行-第10欄第5行, 図1-6, 10-13, 特に第8欄第 37行-第10欄第5行, 図5, 6 CN 1175816 A TW 437152 B KR 10-1998-0024023 A	
JP 2015-104180 A	04.06.2015	US 2015/0145370 A1 段落0038, 図7 CN 104659937 A	
JP 2016-146726 A	12.08.2016	(ファミリーなし)	
JP 2006-101675 A	13.04.2006	US 2006/0067655 A1 段落0118-0144, 図18-23 DE 102005028945 A1 CN 1756071 A	