

(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
2015 年 10 月 22 日(22.10.2015)



(10) 国際公開番号

WO 2015/159694 A1

- (51) 国際特許分類:
H02P 6/18 (2006.01) H02P 27/04 (2006.01)
H02P 21/00 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2015/059919
- (22) 国際出願日: 2015 年 3 月 30 日(30.03.2015)
- (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 2014-085518 2014 年 4 月 17 日(17.04.2014) JP
- (71) 出願人: アイシン・エイ・ダブリュ株式会社
(AISIN AW CO., LTD.) [JP/JP]; 〒4441192 愛知県安
城市藤井町高根 10 番地 Aichi (JP).
- (72) 発明者: 島田有礼(SHIMADA Arinori); 〒4441192 愛
知県安城市藤井町高根 10 番地 アイシン・
エイ・ダブリュ株式会社内 Aichi (JP). 宮崎将司
(MIYAZAKI Masashi); 〒4441192 愛知県安城市藤
井町高根 10 番地 アイシン・エイ・ダブリュ
株式会社内 Aichi (JP). サハスブラタ(SAHA Sub-
rata); 〒4441192 愛知県安城市藤井町高根 10 番
地 アイシン・エイ・ダブリュ株式会社内 Ai-
chi (JP). 西村圭亮(NISHIMURA Keisuke); 〒4441192

愛知県安城市藤井町高根 10 番地 アイシン・
エイ・ダブリュ株式会社内 Aichi (JP). 岩月健
(IWATSUKI Ken); 〒4441192 愛知県安城市藤井町
高根 10 番地 アイシン・エイ・ダブリュ株式
会社内 Aichi (JP).

(74) 代理人: 特許業務法人 R & C (R&C IP LAW
FIRM); 〒5300005 大阪府大阪市北区中之島三丁
目 3 番 3 号 Osaka (JP).

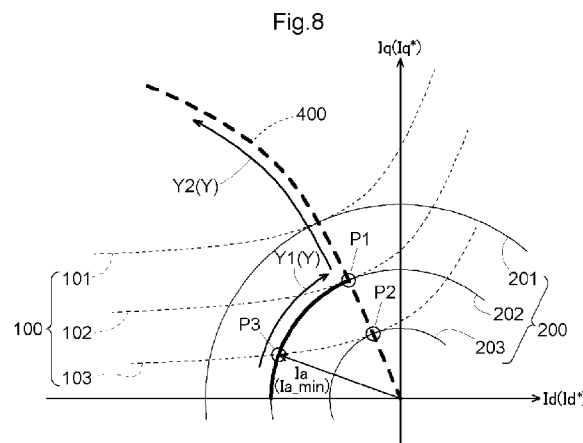
(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保
護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA,
BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN,
CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES,
FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN,
IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR,
LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, 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, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA,
UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保
護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW,
MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユー
ラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨー

[続葉有]

(54) Title: ROTATING ELECTRIC MACHINE CONTROL DEVICE

(54) 発明の名称: 回転電機制御装置



(57) Abstract: The purpose of the present invention is to reduce voltage error caused by dead time and electrically derive the mag-
netic pole position of a rotating electric machine at a good accuracy while suppressing an effect on the operational efficiency of the
rotating electric machine. A rotating electric machine control device performs a dead time compensation for reducing AC output er-
ror attributable to a dead time period and uses a magnetic pole position to perform a current feedback control in a dq-axis vector co-
ordinate system, said magnetic pole position being calculated based on an induced voltage generated by the rotation of the rotor or
based on a response component to a high-frequency observation signal applied to the rotating electric machine. When determining
current commands (I_d^* , I_q^*) in the dq-axis vector coordinate system to control the rotating electric machine, the rotating electric ma-
chine control device controls the rotating electric machine so that the magnitude of armature current (I_a) becomes a previously spe-
cified lower limit current (I_{a_min}) or more.

(57) 要約:

[続葉有]



WO 2015/159694 A1



ロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, 添付公開書類:

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).

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

回転電機の運転効率に対する影響を抑制しつつ、デッドタイムによる電圧誤差を低減して、電氣的に回転電機の磁極位置を精度良く導出する。デッドタイム期間に起因する交流出力の誤差を低減するデッドタイム補償を行い、ロータの回転によって生じる誘起電圧に基づいて、又は、回転電機に印加された高周波の観測信号への応答成分に基づいて演算した磁極位置を用いて、 $d-q$ 軸ベクトル座標系において電流フィードバック制御を行う回転電機制御装置は、 $d-q$ 軸ベクトル座標系において電流指令 I_d^* 、 I_q^* を決定して回転電機を制御する場合に、電機子電流 I_a の大きさが予め規定された下限電流 I_{a_min} 以上となるように回転電機を制御する。

明 細 書

発明の名称： 回転電機制御装置

技術分野

[0001] 本発明は、永久磁石が配置されたロータを備え、直流と交流との間で電力変換を行うインバータを介して駆動される回転電機を制御対象とする回転電機制御装置に関する。

背景技術

[0002] 回転電機、例えば埋め込み磁石型同期モータ（IPMSM：Interior Permanent Magnet Synchronous Motor）の制御方法として、ベクトル制御と呼ばれる制御方法が知られている。ベクトル制御では、例えばモータのステータコイルに流れるモータ電流を、ロータに配置された永久磁石が発生する磁界の方向であるd軸と、このd軸に直交するq軸とのベクトル成分に座標変換してフィードバック制御を行う。この座標変換のためには、ロータの位置（磁極位置）を精度良く検出する必要がある。磁極位置検出にはレゾルバなどの回転センサが用いられることが多いが、磁氣的突極性を有するIPMSMに対しては、そのような回転センサを用いないセンサレス磁極位置検出技術も種々提案されている。例えば、ロータの回転によって生じる誘導起電力を利用して電氣的に磁極位置を検出する方法が知られている。停止時などモータが極めて低速回転の場合には、誘導起電力が全く或いは僅かしか生じないため、高周波電流や高周波電圧の観測信号をモータに与えてその応答により磁極位置を推定する方法も提案されている。

[0003] ところで、回転電機は直流電力と交流電力との間で電力変換を行うインバータを介して駆動制御されることが多い。インバータのスイッチング制御に際しては、上段側のスイッチング素子と下段側のスイッチング素子とが共にオン状態となり、インバータの正負両極間が短絡することを防止するために、両スイッチング素子が同時にオフ状態となるような期間、いわゆるデッドタイムが設けられる。このデッドタイムによって、変調指令に基づくスイッ

チングパルスの有効パルス幅に対して実際の有効パルス幅が小さくなり、直流から交流に変換された後の出力電圧に、指令値に対する誤差が生じる場合がある。この誤差は、電氣的に磁極位置を検出する際にも影響を与え、検出誤差の原因となる。このため、有効パルスの始点と終点とを同一時間ずつずらすことによってデッドタイムに起因する出力電圧の誤差を低減するデッドタイム補償が行われる場合がある。

[0004] 交流の相電流が振幅中心に近い（ゼロに近い）タイミングでは、このようなデッドタイム補償が有効に機能する。しかし、相電流の振幅が小さい場合など、相電流の周期に対して、相電流が振幅中心（ゼロ）付近の値を取る期間の割合が大きくなると、磁極位置を精度良く検出できない期間が長くなり、結果として磁極位置検出の精度が低下する。そこで、特開 2012-178950 号公報（特許文献 1）には、モータの制御量を制御するための電流の位相を操作することによって検出精度を向上させる技術が提案されている（第 7～9 段落、第 53～57 段落等）。しかし、この方法では、電流を進み位相と遅れ位相とに設定するためにトルクリップルが大きくなる傾向がある。また、電流の位相を調整するための演算負荷も増加する。また、デッドタイムの影響はモータのトルクや、インバータの直流側の電圧（直流リンク電圧）にも依存するが、デッドタイムの影響が比較的小さい場合にも電流位相の調整等を行うことによって、効率を低下させる可能性がある。

先行技術文献

特許文献

[0005] 特許文献 1：特開 2012-178950 号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0006] 上記背景に鑑みて、回転電機の運転効率に対する影響を抑制しつつ、デッドタイムによる電圧誤差を低減して、電氣的に回転電機の磁極位置を精度良く導出することができるセンサレス磁極位置検出技術の提供が望まれる。

課題を解決するための手段

- [0007] 上記に鑑みた回転電機制御装置は、1つの態様として、
- 永久磁石が配置されたロータを備え、直流と交流との間で電力変換を行うインバータを介して駆動される回転電機を制御対象とし、
- 前記ロータの磁極位置をセンサレス制御によって検出し、
- 前記磁極位置を用い、前記永久磁石が発生する磁界の方向であるd軸と当該d軸に直交するq軸とのd-q軸ベクトル座標系において、電流指令と前記回転電機からのフィードバック電流との偏差に基づいて電流フィードバック制御を行い、
- 前記インバータを構成するスイッチング素子の制御パルスの始点及び終点を調整して、前記インバータの1相のアームを構成する上段側の前記スイッチング素子及び下段側の前記スイッチング素子が共にオフ状態に制御される期間であるデッドタイム期間に起因する交流出力の誤差を、前記制御パルスが基準パルスである場合に比べて低減するデッドタイム補償を行い、
- 前記スイッチング素子をスイッチング制御して前記回転電機を駆動する回転電機制御装置であって、
- 前記回転電機の出カトルクに応じて電機子電流の大きさが最も小さくなるように前記d-q軸ベクトル座標系における前記電流指令を決定して前記回転電機を制御する場合に、前記電機子電流の大きさが予め規定された下限電流以上となるように前記回転電機を制御する。
- [0008] センサレス制御によって精度よく磁極位置を検出するためには、デッドタイム補償の実行が有用であるが、デッドタイム補償の実施に際しては、一般的に交流の相電流の極性の判定が必要となる。ここで、回転電機が低トルクで駆動されている場合など、相電流の振幅が小さく、相電流の波高が相電流の振幅中心に近い場合には、相電流の極性の判定に高い精度が求められたり、判定精度によっては判定の信頼性が低下したりする可能性がある。本構成によれば、電流指令は、電機子電流が下限電流以上となるように決定されることになる。電機子電流が小さくなることを規制することで、相電流の振幅

の大きさを確保できる。即ち、相電流の極性の判定が十分に可能となるように相電流の振幅を確保することができる。電機子電流の大きさが下限電流以上の場合には、電機子電流は規制されないから、回転電機の運転効率に対する影響は、電機子電流の大きさが下限電流未満の場合に限定される。従って、本構成によれば、回転電機の運転効率に対する影響を抑制しつつ、デッドタイムによる電圧誤差を低減して、電氣的に回転電機の磁極位置を精度良く導出することができるセンサレス磁極位置検出技術が実現される。

図面の簡単な説明

- [0009] [図1]回転電機制御装置のシステム構成の一例を模式的に示すブロック図
- [図2]回転電機制御装置の機能構成の一例を模式的に示すブロック図
- [図3]d q 軸ベクトル座標系と $\delta \gamma$ 軸ベクトル座標系との関係を示す図
- [図4] $\alpha \beta$ 軸ベクトル座標系と d q 軸ベクトル座標系との関係を示す図
- [図5]デッドタイムについて説明する図
- [図6]デッドタイムにより生じる電圧誤差について説明する図
- [図7]デッドタイム補償の一例について説明する図
- [図8]電流ベクトル空間における動作点と電流指令との関係を模式的に示す図
- [図9]定電流制御を含む制御を行う場合の電流指令の一例を模式的に示す波形図
- [図10]下限電流と直流リンク電圧との関係を模式的に示す図
- [図11]下限電流と回転速度との関係を模式的に示す図

発明を実施するための形態

- [0010] 以下、本発明の実施形態を図面に基づいて説明する。図1及び図2に示すように、回転電機制御装置1は、交流の回転電機80の回転状態（磁極位置や回転速度）をレゾルバ等の回転センサを用いることなく、いわゆるセンサレスで検出する機能を備えた制御装置である。本実施形態において、回転電機80は、埋込型永久磁石同期モータ（interior permanent magnet synchronous motor : IPMSM）であり、ロータの永久磁石のN極方向の磁気特性と電氣的にこれと垂直な方向（電気角で90°ずれた方向）との磁気特性とが異

なる突極性（逆突極性を含む）を有する。詳細は後述するが、本実施形態においてモータ制御装置は、この突極性を利用して、回転電機 80 の停止時や低速回転時においてもセンサレス制御により磁極位置や磁極の方向、回転速度などの回転状態を判定する。従って、本発明は、突極性を有する他の方式の回転電機、例えば、シンクロナスリラクタンスモータにも適用することができる。尚、当然ながら、回転電機 80 は、モータ（電動機）、ジェネレータ（発電機）、及び必要に応じてモータ及びジェネレータの双方の機能を果たすモータ・ジェネレータのいずれをも含むものである。

[0011] 上述したように、回転電機制御装置 1 が制御対象とする回転電機 80 は、永久磁石が配置されたロータを備え、直流と交流との間で電力変換を行うインバータを介して駆動される。換言すれば、回転電機制御装置 1 は、図 1 に示すように、インバータ 7 と直流リンクコンデンサ 6 とを備える回転電機駆動装置 70 を制御対象とし、回転電機駆動装置 70 を介して回転電機 80 を駆動制御する。インバータ 7 は、交流の回転電機 80 に接続されて直流と多相交流（ここでは 3 相交流）との間で電力変換を行う電力変換装置であり、交流 1 相分のアームが上段側スイッチング素子と下段側スイッチング素子との直列回路により構成されている。直流リンクコンデンサ 6 は、このインバータ 7 の直流側の電圧である直流リンク電圧 V_{dc} を平滑化する。

[0012] 本実施形態では、回転電機 80 は、例えばハイブリッド自動車や電気自動車等の車両の駆動力源として用いられる。鉄道のように架線から電力の供給を受けることができない自動車のような車両には、回転電機 80 を駆動するための電力源としてニッケル水素電池やリチウムイオン電池などの二次電池（バッテリー）や、電気二重層キャパシタなどの直流電源 4 が搭載されている。本実施形態では、回転電機 80 に電力を供給するための大電圧大容量の直流電源として、例えば電源電圧 200～400 [V] の直流電源 4 が備えられている。回転電機 80 は、交流の回転電機であるから、直流電源 4 と回転電機 80 との間には、直流と交流（ここでは 3 相交流）との間で電力変換を行うインバータ 7 が備えられている。インバータ 7 の直流側の正極電源ライ

ンPと負極電源ラインNとの間の電圧は、以下“直流リンク電圧 V_{dc} ”と称する。直流電源4は、インバータ7を介して回転電機80に電力を供給可能であると共に、回転電機80が発電して得られた電力を蓄電可能である。インバータ7と直流電源4との間には、インバータ7の直流側の正負両極間電圧（直流リンク電圧 V_{dc} ）を平滑化する平滑コンデンサ（直流リンクコンデンサ6）が備えられている。直流リンクコンデンサ6は、回転電機80の消費電力の変動に応じて変動する直流電圧（直流リンク電圧 V_{dc} ）を安定化させる。

[0013] インバータ7は、直流リンク電圧 V_{dc} を有する直流電力を複数相（ n を自然数として n 相、ここでは3相）の交流電力に変換して回転電機80に供給すると共に、回転電機80が発電した交流電力を直流電力に変換して直流電源に供給する。インバータ7は、複数のスイッチング素子を有して構成される。スイッチング素子には、IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）やパワーMOSFET（Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor）やSiC-MOSFET（Silicon Carbide - Metal Oxide Semiconductor FET）やSiC-SIT（SiC - Static Induction Transistor）、GaN-MOSFET（Gallium Nitride - MOSFET）などの高周波での動作が可能なパワー半導体素子を適用すると好適である。図1に示すように、本実施形態では、スイッチング素子としてIGBT3が用いられる。

[0014] 例えば直流と多相交流（ここでは3相交流）との間で電力変換するインバータ7は、よく知られているように多相（ここでは3相）のそれぞれに対応する数のアームを有するブリッジ回路により構成される。つまり、図1に示すように、インバータ7の直流正極側（直流電源の正極側の正極電源ラインP）と直流負極側（直流電源の負極側の負極電源ラインN）との間に2つのIGBT3が直列に接続されて1つのアームが構成される。3相交流の場合には、この直列回路（1つのアーム）が3回線（3相）並列接続される。つまり、回転電機80のU相、V相、W相に対応するステータコイル8のそれぞれに一組の直列回路（アーム）が対応したブリッジ回路が構成される。

[0015] 対となる各相の IGBT3 による直列回路（アーム）の中間点、つまり、正極電源ライン P の側の IGBT3（上段側 IGBT（上段側スイッチング素子））と負極電源ライン N 側の IGBT3（下段側 IGBT（下段側スイッチング素子））との接続点は、回転電機 80 のステータコイル 8 にそれぞれ接続される。尚、各 IGBT3 には、負極（負極電源ライン N）から正極（正極電源ライン P）へ向かう方向（下段側から上段側へ向かう方向）を順方向として、並列にフリーホイールダイオード（FWD）5 が備えられている。

[0016] 図 1 に示すように、インバータ 7 は、回転電機制御装置 1 により制御される。回転電機制御装置 1 は、マイクロコンピュータ等の論理回路を中核部材として構築された ECU（electronic control unit）として構成されている。図 2 に示すように、回転電機制御装置 1 は、インバータ制御部 10、回転状態情報演算部 20 を備えて構成されている。インバータ制御部 10 及び回転状態情報演算部 20 は、種々の機能部を有して構成されており、各機能部は、マイクロコンピュータ等のハードウェアとソフトウェア（プログラム）との協働により実現される。例えば、回転電機制御装置 1 は、車両 ECU 90 等の他の制御装置等から CAN（Controller Area Network）などを介して要求信号として提供される回転電機 80 の目標トルクや目標速度に基づいてトルク指令 T^* を決定し、インバータ 7 を介して回転電機 80 を制御する。

[0017] 回転電機制御装置 1（インバータ制御部 10）は、インバータ 7 を構成する IGBT3 のスイッチングパターンの形態（電圧波形制御の形態）として、例えばパルス幅変調（PWM：Pulse Width Modulation）制御を行う。また、回転電機制御装置 1 は、ステータの界磁制御の形態として、電機子電流に対して最大トルクを出力する最大トルク制御や、電機子電流に対して最大効率でモータを駆動する最大効率制御などの通常界磁制御（基本制御）、及び、トルクに寄与しない界磁電流を流して界磁磁束を弱める弱め界磁制御や、逆に界磁磁束を強める強め界磁制御などの界磁調整制御を有している。本実施形態では、回転電機制御装置 1 は、回転電機 80 の回転に同期して回転

する2軸の直交ベクトル空間（座標系）における電流ベクトル制御法を用いた電流フィードバック制御を実行して回転電機80を制御する。電流ベクトル制御法では、例えば、永久磁石による界磁磁束の方向に沿ったd軸と、このd軸に対して電氣的に $\pi/2$ 進んだq軸との2軸の直交ベクトル空間において電流フィードバック制御を行う。

- [0018] ところで、インバータ7を構成する各IGBT3の制御端子であるゲート端子は、ドライバ回路2を介して回転電機制御装置1に接続されており、それぞれ個別にスイッチング制御される。回転電機80を駆動するための高圧系回路と、マイクロコンピュータなどを中核とする回転電機制御装置1などの低圧系回路とは、動作電圧（回路の電源電圧）が大きく異なる。このため、各IGBT3に対するゲート駆動信号（スイッチング制御信号）の駆動能力（例えば電圧振幅や出力電流など、後段の回路を動作させる能力）をそれぞれ高めて中継するドライバ回路2（制御信号駆動回路）が備えられている。低圧系回路の回転電機制御装置1により生成されたIGBT3のゲート駆動信号は、ドライバ回路2を介して高圧回路系のゲート駆動信号としてインバータ7に供給される。ドライバ回路2は、例えばフォトプラやトランスなどの絶縁素子やドライバICを利用して構成される。
- [0019] このように回転電機80は、インバータ制御部10によりスイッチング制御されるインバータ7を介して、所定の出力トルク及び回転速度で駆動される。この際、回転電機80の各ステータコイルに流れる電流の値がインバータ制御部10にフィードバックされる。インバータ制御部10は、トルク指令 T^* に応じて決定された電流指令（ I_d^* 、 I_q^* ）との偏差に対してPI制御（比例積分制御）やPID制御（比例積分微分制御）を実行して回転電機80を駆動制御する。このフィードバック制御を実現するため、インバータ7の各相アームと回転電機80の各相ステータコイルとの間に設けられたバスバーなどの導体を流れる電流（ I_u 、 I_v 、 I_w ）が、電流センサ30により検出される。

- [0020] ここで、インバータ制御部10によるベクトル制御について簡単に説明す

る。このベクトル制御におけるベクトル空間（座標系）は、回転電機 80 のロータに配置された永久磁石が発生する磁界の方向である d 軸と当該 d 軸に電氣的に直交する q 軸との d q 軸ベクトル座標系（d q 軸ベクトル空間）である。本実施形態においてインバータ制御部 10 は、トルク指令演算部 11 と、トルク制御部 12（電流指令演算部）と、電流制御部 13（電圧指令演算部）と、変調制御部 14 と、3 相 2 相座標変換部 15 とを備えて構成されている。

[0021] 本実施形態においては、車両 ECU 90 などの上位の ECU 等からの速度指令 ω^* （目標速度）及び実際の回転速度に基づいて、トルク指令演算部 11 がトルク指令 T^* （目標トルク）を演算する。尚、本実施形態では、レゾルバ等の回転センサを用いることなくセンサレスで回転電機 80 の回転を検出するので、実際の回転速度は、回転状態情報演算部 20 により推定される推定回転速度であり、図 2 に示すように $\hat{\omega}$ （ハット）付きの ω （便宜上、文中では $\omega^{\wedge}$ と表記する。）である。トルク制御部 12 は、トルク指令 T^* に応じて、例えばマップを参照してベクトル制御の電流指令 I_d^* 、 I_q^* を設定する（決定する）。電流指令 I_d^* 、 I_q^* は、上述した d q 軸ベクトル座標系に対応して設定される。

[0022] 電流制御部 13 は、d q 軸ベクトル座標系における電流指令 I_d^* 、 I_q^* と、フィードバック電流 I_d 、 I_q との偏差を例えば P 制御して、d q 軸ベクトル座標系における電圧指令 V_d^* 、 V_q^* を演算する。フィードバック電流 I_d 、 I_q は、回転電機 80 の各ステータコイルに流れる 3 相電流（ I_u 、 I_v 、 I_w ）の検出値が、3 相 2 相座標変換部 15 により 2 相の d q 軸ベクトル座標系に座標変換されてフィードバックされたものである。電圧指令 V_d^* 、 V_q^* は、変調制御部 14 において 3 相の電圧指令に座標変換される。また、変調制御部 14 は、この 3 相の電圧指令に基づいてインバータ 7 をスイッチング制御するスイッチング制御信号を、例えばパルス幅変調（PWM）により生成する。

[0023] 変調制御部 14 及び 3 相 2 相座標変換部 15 における座標変換は、ロータ

の磁極位置 θ に基づいて行われる。つまり、回転電機80をベクトル制御するためには、現実の3相空間と2相の $d-q$ 軸ベクトル座標系との間での相互の座標変換が必要である。このため、ロータの磁極位置 θ を精度良く検出する必要がある。本実施形態では、レゾルバなどの回転検出装置を備えることなく、ロータの磁極位置 θ を推定するセンサレス制御を採用している。従って、磁極位置 θ は推定磁極位置であり、図1に示すように $\hat{\theta}$ 付きの θ （便宜上、文中では $\theta^{\wedge}$ と表記する。）である。

[0024] 回転電機80が回転中においては、誘導起電力に磁極位置情報が含まれるため、インバータ出力電圧とフィードバック電流（ I_d , I_q ）から誘導起電力を推定し、回転速度 ω （推定回転速度 $\omega^{\wedge}$ ）、磁極位置 θ （推定磁極位置 $\theta^{\wedge}$ ）を推定する。一方、回転電機80が停止している際には当然ながら誘導起電力も生じない。また、回転電機80が低速で回転している際には、誘導起電力も小さくなる。このため、回転速度 ω （ $\omega^{\wedge}$ ）及び磁極位置 θ （ $\theta^{\wedge}$ ）の演算には、別の手法を用いる必要がある。例えば、回転電機80が停止中あるいは低速で回転中の場合には、電気的な刺激となる高周波の観測信号（観測電流又は観測電圧）を回転電機80に印加し、その応答から回転速度 ω （ $\omega^{\wedge}$ ）並びに磁極位置 θ （ $\theta^{\wedge}$ ）を演算する。

[0025] 図2に示すように、本実施形態では、主として、誘導起電力（誘起電圧）を利用することができる高速回転域において回転速度 ω （ $\omega^{\wedge}_H$ ）並びに磁極位置 θ （ $\theta^{\wedge}_H$ ）を演算する高速域位置演算部21と、主として、高周波の観測信号を用いて低速回転域において回転速度 ω （ $\omega^{\wedge}_L$ ）並びに磁極位置 θ （ $\theta^{\wedge}_L$ ）を演算する低速域位置演算部22との2つの位置演算部を備える。高速域位置演算部21の演算結果（ $\omega^{\wedge}_H$ 及び $\theta^{\wedge}_H$ ）と、低速域位置演算部22の演算結果（ $\omega^{\wedge}_L$ 及び $\theta^{\wedge}_L$ ）とは、後述するように切替部23によって選択されたり、合成されたりして、トルク指令演算部11や変調制御部14、3相2相座標変換部15で利用される。例えば、切替部23は、低速域位置演算部22による低速演算モード、及び高速域位置演算部21による高速演算モード、低速域位置演算部22による演算結果（ $\omega^{\wedge}_L$ 及び $\theta^{\wedge}_L$ ）と高

速域位置演算部 21 の演算結果 ($\omega^{\wedge}_h$ 及び $\theta^{\wedge}_h$) との回転速度に応じた加重平均を取る合成モードの何れかを選択して、回転速度 ω ($\omega^{\wedge}$) と磁極位置 θ ($\theta^{\wedge}$) を決定してもよい。また、切替部 23 は、スイッチ 24 を制御して、高周波の観測信号（ここでは “ $V_{d_h^*}$ ”）を印加するか否かの切り替えも行う。

[0026] 以下、高速域位置演算部 21 及び低速域位置演算部 22 による回転状態情報 ($\theta^{\wedge}$, $\omega^{\wedge}$) の演算手法について簡単に説明する。高速域位置演算部 21 は、d 軸電流によりロータに発生する磁束の回転により発生する誘起電圧、ステータ側の q 軸のインダクタンスに流れる電流の変化分により発生する誘起電圧、永久磁石の磁束の回転により発生する誘起電圧を合算した拡張誘起電圧を用いた “拡張誘起電圧モデル” によりロータの磁極位置 θ ($\theta^{\wedge}$) を演算する。“拡張誘起電圧モデル” については、市川真土、他による技術論文 “拡張誘起電圧モデルに基づく突極型永久磁石同期モータのセンサレス制御 (Sensorless Controls of Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Motors Using Extended Electromotive Force Models, T. IEE Japan, vol. N0.12, 2002)” に詳しいので、ここでは詳細な説明は省略する。

[0027] 尚、磁氣的突極性を有する回転電機の回転座標系 (d q 軸ベクトル座標系) での一般的な回路方程式 (電圧方程式) は、下記式 (1) で表される。ここで、 p は微分演算子、 L_d , L_q はそれぞれ d 軸インダクタンス及び q 軸インダクタンス、 K_E は誘起電圧定数である。また、“拡張誘起電圧モデル” による電圧方程式は、式 (2) で示され、式 (2) の第 2 項が “拡張誘起電圧” (下記式 (3)) と定義される。式 (2) 及び式 (3) において “ I_q ” に付加されている “ $\cdot$ ” は “ I_q ” の時間微分を意味しており、ドットの付いた変数に対してのみ微分を作用させるため、式 (1) の微分演算子 p とは区別した表記となっている。

[0028] [数 1]

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega K_E \end{bmatrix} \quad \cdots (1)$$

[数2]

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ (L_d - L_q)(\omega I_d - \dot{I}_q) + \omega K_E \end{bmatrix} \quad \dots(2)$$

[数3]

$$\begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} = \{ (L_d - L_q)(\omega I_d - \dot{I}_q) + \omega K_E \} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \dots(3)$$

[0029] 式(3)の右辺の“(L_d - L_q) ω I_d”は、d軸電流によりロータに発生する磁束の回転により発生する誘起電圧を示している。式(3)の右辺の“(L_d - L_q) I_q”（時間微分のドットは省略）は、ステータ側のq軸のインダクタンスに流れる電流の変化分により発生する誘起電圧を示している。式(3)の右辺の“ω K_E”はロータに取り付けられた永久磁石の磁束の回転により発生する誘起電圧を示している。つまり、回転電機の永久磁石とインダクタンスにおける位置情報は、全て“拡張誘起電圧”に集約されていることになる。詳細な説明は、市川氏らの論文に詳しいので省略するが、式(2)を回転電機のステータに設定された固定座標系（例えばαβ軸ベクトル座標系）に変換すると、磁極位置の推定の際に処理が困難な値（上記技術論文によれば“2θ”）を含む項が存在しなくなるため、推定のための演算が容易となる。一般的な誘起電圧モデルを用いた磁極位置の演算の際には近似を用いる必要が生じて推定精度を低下させる可能性があるが、拡張誘起電圧モデルを用いた場合には、近似は不要となり、高精度な磁極位置θ（θ[^]）や回転速度ω（ω[^]）の推定が可能となる。

[0030] 低速域位置演算部22は、回転電機80に高周波の観測信号を印加し、当該観測信号への応答成分としてフィードバック電流に含まれてフィードバックされる高周波成分に基づいてロータの磁極位置θ（θ[^]）を演算する。本実施形態では、d軸電圧指令V_dに重畳する高周波の観測信号（V_{d_h*} : V_{a_h} cos（ω[^]_h t））が生成される。この観測信号に応じた座標系（γδ軸ベクトル座標系）とdq軸ベクトル座標系との間には、図3に示すように、“θ_h”（指令値としては位相指令“θ_h*”）の位相差が存在する。指令値と

して電圧指令に重畳した位相差に対する応答成分は、回転電機 80 からのフィードバック電流に含まれる。例えば、ハイパスフィルタを用いて q 軸フィードバック電流 I_q (δ 軸フィードバック電流 I_δ) から高周波の観測信号に対する応答成分が抽出され、ハイパスフィルタ、ヘテロダイン回路（ミキサー）、ローパスフィルタなどを介して応答成分が復調される。

[0031] ここで回転電機 80 のステータに設定される固定座標系 ($\alpha\beta$ 軸ベクトル座標系) と、d q 軸ベクトル座標系との関係を考えると、d q 軸ベクトル座標系は、この $\alpha\beta$ 軸ベクトル座標系に対して回転する座標系となり、磁極位置 θ は図 4 に示すように $\alpha\beta$ 軸を基準とした位相角 “ θ ” として定義することができる。また、ロータの回転速度 ω は、 $\alpha\beta$ 軸ベクトル座標系に対する d q 軸ベクトル座標系の回転速度 ω として定義することができる。本実施形態のように、磁極位置 θ を演算によって推定する場合には、実際の d q 軸ベクトル座標系を直接検出することはできない。従って、図 4 において $\hat{\cdot}$ (ハット) 付きの d q 軸によって示すように、演算によって推定された磁極位置 $\theta^{\wedge}$ に基づく推定 d q 軸ベクトル座標系が設定される。 $\alpha\beta$ 軸を基準としたロータの磁極位置は、図 4 に示すように $\hat{\cdot}$ 付きの “ $\theta^{\wedge}$ ” として定義され、 $\alpha\beta$ 軸ベクトル座標系に対する推定 d q 軸ベクトル座標系の回転速度は $\hat{\cdot}$ 付きの “ $\omega^{\wedge}$ ” として定義される。

[0032] 図 4 に示すように、実際の d q 軸ベクトル座標系と推定 d q 軸ベクトル座標系との誤差に相当する $\Delta\theta$ をゼロに収束させることにより、推定 d q 軸ベクトル座標系が実際の d q 軸ベクトル座標系に一致する。つまり、 $\Delta\theta$ をゼロに収束させることにより推定 d q 軸が実際の d q 軸となるので、磁極位置が精度良く検出されることになる。回転状態情報演算部 20 は、この原理により磁極位置を演算する。例えば、復調された応答成分に対し、位相同期部 (PLL : phase locked loop) において “ $\Delta\theta$ ” が “0” となるように P I 制御が実行される。P I 制御の結果、推定回転速度 “ $\omega^{\wedge}_L$ ” が求められる。回転速度 (角速度) を積分すると距離、即ち角度が得られるので、この推定回転速度 “ $\omega^{\wedge}_L$ ” を積分器を用いて積分することによって、推定磁極位置 “

$\theta^{\wedge}_L$ ” が求められる。

[0033] ところで、インバータのスイッチング制御に際しては、上段側スイッチング素子と下段側スイッチング素子とが共にオン状態となり、正極側と負極側とが短絡することを防止するために、両スイッチング素子が同時にオフ状態となるような期間、いわゆるデッドタイム T_d が設けられる（図5参照）。例えば、変調指令に基づく理想的なスイッチングパルス（制御パルス）の立ち上がり（破線部）を所定期間遅らせることによってデッドタイム T_d が設けられ、基準パルスが生成される。このデッドタイム T_d によって、変調指令に基づくスイッチングパルス（理想パルス）の有効パルス幅に対して実際パルス（基本パルス）の有効パルス幅が小さくなり、直流から交流に変換された後の出力電圧に、誤差 ΔV が生じる場合がある（図6参照）。デッドタイム T_d に起因して生じる電圧の誤差 ΔV は、図6に一点鎖線で示すように近似的に方形波電圧とみなすことができる。その方形波電圧の振幅（誤差 ΔV ）は、直流リンク電圧 V_{dc} を “ E_d ”、変調の際のキャリア周波数を “ f_c ” として、“ $\Delta V \div E_d \cdot T_d \cdot f_c$ ” で表される。

[0034] 上述したように、高速域位置演算部 21 では電圧方程式（式(2)）に基づいて磁極位置（ $\theta^{\wedge}_H$ ）を演算しており、誤差 ΔV はその演算結果に影響を与える。また、低速域位置演算部 22 では、電圧指令（ V_d^* 、 V_q^* ）に応じた電圧が出力されていることを前提として観測指令に対する応答成分に基づき磁極位置（ $\theta^{\wedge}_L$ ）を演算している。従って、出力される電圧に誤差 ΔV が生じていると、磁極位置（ $\theta^{\wedge}_L$ ）の演算結果に影響を与える。

[0035] このため、図7に例示するように、有効パルスの始点と終点とを同一時間ずつずらすことによってデッドタイム T_d に起因する出力電圧の誤差 ΔV を低減するデッドタイム補償が行われる。例えば、デッドタイム補償は、3相電流（ I_u 、 I_v 、 I_w ）の極性に依拠して実行される。図7は、相電流が正の場合のデッドタイム補償の手順を例示している。図7の上段は、変調指令に基づく理論上のスイッチングパルスを示している。相電流が正の場合、この理論上のスイッチングパルスのパルス幅 “ T_p ” が両側に “ $T_d/2$ ” ず

つ拡張される（図 7 の中段参照）。具体的には、上段側スイッチング素子のオン期間が両側に “ $T_d / 2$ ” ずつ延長され、これに対応する下段側スイッチング素子のオフ期間が “ $T_d / 2$ ” ずつ延長される（オフ期間の前後において隣接するオン期間がそれぞれ “ $T_d / 2$ ” ずつ短縮される）。次に、図 5 を参照して上述したように、スイッチングパルスの立ち上がり、デッドタイム T_d に対応する所定期間ずつ遅らせる（図 7 の下段参照）。上段側スイッチングパルスのオン期間は “ $T_d = (T_d / 2) \times 2$ ” 延長された後、デッドタイム T_d 分短縮されるので、延長分と短縮分とが相殺され、理論上のパルス幅 “ T_p ” が維持される。

[0036] 相電流が負の場合のデッドタイム補償では、上段側スイッチング素子のオン期間が両側に “ $T_d / 2$ ” ずつ短縮され、これに対応する下段側スイッチング素子のオフ期間も “ $T_d / 2$ ” ずつ短縮される（オフ期間の前後において隣接するオン期間がそれぞれ “ $T_d / 2$ ” ずつ拡張される）。つまり、相電流が負の場合のデッドタイム補償は、相電流が正の場合とは逆となり、容易に類推可能であるので図示及び詳細な説明は省略する。

[0037] このようなデッドタイム補償を行うに際しては、相電流（ I_u , I_v , I_w ）の極性の判定が必要である。しかし、相電流がゼロの近傍（振幅中心の近傍）では、電流センサ 30 の分解能や、電流リップルの影響などにより、極性の判定に関する信頼性が低くなる。このため、デッドタイム補償が充分に機能せず、磁極位置の検出精度も低下する可能性がある。また、相電流の振幅が小さい場合、つまり、電機子電流 I_a の大きさが小さい場合には、相電流の波高（ピークやボトム）においても電流値がゼロに近くなり、極性の判定に関する信頼性が低くなる。このため、本実施形態では、デッドタイム補償が適切に行えるように、相電流の振幅が一定以上となるように調整される。具体的には、回転電機制御装置 1 は、回転電機 80 の出力トルクに応じて dq 軸ベクトル座標系における電流指令（ I_d^* , I_q^* ）を決定するに際して、電機子電流 I_a の大きさが予め規定された下限電流（ I_{a_min} ）以上となるように、電流指令（ I_d^* , I_q^* ）を決定する。

- [0038] 図8は、電流ベクトル空間（座標系）を示している。図8において、曲線100（曲線101～103のそれぞれ）は“等トルク線”を表している。等トルク線100（101～103）は、それぞれ回転電機80が、あるトルクを出力する電機子電流 I_a のベクトル軌跡を示している。等トルク線101よりも等トルク線102の方が低トルクであり、さらに等トルク線102よりも等トルク線103の方が低トルクである。電機子電流 I_a の大きさは、d軸電流（ I_d ）とq軸電流（ I_q ）との合成ベクトルの大きさである（ $I_a^2 = I_d^2 + I_q^2$ ）。尚、uvwの3相座標系におけるu相電流 I_u とv相電流 I_v とw相電流 I_w との合成ベクトルと、d軸電流（ I_d ）とq軸電流（ I_q ）との合成ベクトルとは同一であり、電機子電流 I_a である。曲線200（曲線201～203のそれぞれ）は、定電流円を示している。定電流円は、電機子電流 I_a 大きさが一定値となるベクトル軌跡である。d軸及びq軸の電流指令（ I_d^* 、 I_q^* ）は、このような電流ベクトル空間における動作点（例えば、P1、P2、P3）における電流値として設定される。
- [0039] 図8において、曲線400は最大トルク制御（基本制御）を実行する際の動作点のベクトル軌跡（最大トルク制御線）である。上述したように、回転電機制御装置1は、基本制御として、電機子電流 I_a に対して最大トルクを出力する最大トルク制御や、電機子電流 I_a に対して最大効率でモータを駆動する最大効率制御などを実行する。ここでは、基本制御として、最大トルク制御が実行される形態を例示している。図2に示すトルク制御部12は、基本制御の実行に際して、図8に例示したようなマップを参照して、トルク指令 T^* に基づき選択される等トルク線100と最大トルク制御線400との交点を動作点として設定し、当該動作点におけるd軸電流とq軸電流とを電流指令（ I_d^* 、 I_q^* ）として決定する。当該動作点における電機子電流 I_a の大きさが予め規定された下限電流 I_{a_min} 以上であれば、最大トルク制御線400上の動作点における電流値が電流指令として決定される。
- [0040] 例えば、図8に示す動作点P1における電機子電流 I_a の大きさが下限電流 I_{a_min} 以上であり、動作点P2における電機子電流 I_a の大きさが

、下限電流 I_{a_min} 未満であるとする。動作点 P 1 における電機子電流 I_a の大きさは、下限電流 I_{a_min} 以上であるから、当該動作点 P 1 における d 軸及び q 軸の電流値が電流指令 (I_d^* 、 I_q^*) として決定される。一方、動作点 P 2 では、電機子電流 I_a の大きさが、下限電流 I_{a_min} 未満であるから、電機子電流 I_a の大きさが下限電流 I_{a_min} 以上となるまで、等トルク線 103 上において動作点を移動させる。具体的には、下限電流 I_{a_min} を示す定電流円 200 と等トルク線 103 との交点まで動作点を移動させる。本実施形態では、動作点 P 1 における電機子電流 I_a の大きさが下限電流 I_{a_min} に設定されている例を示している。従って、定電流円 203 と等トルク線 103 との交点が、移動後の動作点 P 3 として設定される。そして、当該動作点 P 3 における d 軸及び q 軸の電流値が電流指令 (I_d^* 、 I_q^*) として決定される。定電流円 203 は、下記に示す定電流制御における一定の電機子電流 ($I_{a'}$) のベクトル軌跡でもある。

[0041] 最大トルク制御線 400 の上に動作点が設定される基本制御は、換言すれば、回転電機 80 の出力トルクに応じて、電流の大きさ I_a が最も小さくなるように電流指令 (I_d^* 、 I_q^*) を決定する制御である。つまり、定電流円 200 と等トルク線 100 との接点が動作点となる制御である。一方、等トルク線 100 の上において、動作点 P 2 から動作点 P 3 に移動させて電流指令を決定する制御は、定電流円 200 の上に動作点が設定される制御である。従って、本実施形態では、この制御を定電流制御と称する。上述したように、定電流円 200 は、定電流制御における一定の電機子電流 ($I_{a'}$) のベクトル軌跡でもあり、定電流制御では定電流円 200 と等トルク線 100 との交点に動作点が設定される。

[0042] 回転電機制御装置 1 は、基本制御における電機子電流 I_a の大きさが下限電流 I_{a_min} を下回る場合に、電機子電流 I_a の大きさが下限電流 I_{a_min} となるように電流指令 (I_d^* 、 I_q^*) を決定する定電流制御を実行する。即ち、回転電機制御装置 1 (トルク制御部 12) は、基本制御と定電

流制御とを実行可能であり、トルク指令 T^* に基づく動作点における電機子電流 I_a の大きさに応じて、基本制御と定電流制御とを切り替えて実行する。このような定電流制御を含む制御を行った場合、動作点は図8に矢印Yで示すような軌跡をたどる。

[0043] ところで、定電流制御を含む制御を行う場合、回転電機制御装置1は、回転電機80が回転を始める際には、電機子電流 I_a をゼロから少なくとも下限電流 I_{a_min} まで階段状に増加させ、回転電機80が停止する際には、電機子電流 I_a を少なくとも下限電流 I_{a_min} からゼロまで階段状に減少させると好適である。図9は、定電流制御を含む制御を行う場合の電流指令の一例を模式的に示す波形図である。図9の最上段は速度指令を示しており、図9では、時間の経過に応じて、ゼロから速度を一定速度まで上昇させ、一定速度を保った後、ゼロまで下降させる、いわゆる速度スweepをさせるケースを模式的に示している。図9の上から2段目は、回転電機80の実速度を示しており、ここでは速度指令に対して実速度が良好に追従している形態を示している。図9の上から3段目、及び4段目は、トルク指令を示している。上から3段目は通常の最大トルク制御の際のトルク指令を示している。上から4段目は、定電流制御を含む制御を行う場合のトルク指令を示している。これら2つのトルク指令の波形から明らかなように、トルク指令は、最大トルク制御（基本制御）の場合も、定電流制御を含む場合も同じである。

[0044] 図9の下から2段目は、最大トルク制御の際の電流指令（電機子電流 I_a の指令）を示している。また、図9の最下段は、定電流制御を含む制御を行う場合の電流指令を示している。最大トルク制御の際の電流指令は、トルク指令にほぼ比例している。これに対して、定電流制御を含む制御を行う場合には、トルク指令の値が低トルクの領域では、トルク指令に拘わらず、下限電流 I_{a_min} 以上の電流指令が設定される。つまり、トルク指令の値が低トルクの領域では、電機子電流 I_a の大きさが、下限電流 I_{a_min} 未満とならないように、電流指令が設定される。このような低トルクの領域は

、図9のような速度スリップをさせる場合には、回転電機80が回転を始めるとき、及び回転電機80が停止するときに現れる。従って、図9の最下段に示すように、回転電機制御装置1は、回転電機80が回転を始める際には、電機子電流 I_a をゼロから少なくとも下限電流 I_{a_min} まで階段状に増加させる。また、回転電機制御装置1は、回転電機80が停止する際には、電機子電流 I_a を少なくとも下限電流 I_{a_min} からゼロまで階段状に減少させる。

[0045] 具体的には、回転電機制御装置1は、制御開始時刻“ t_1 ”において、階段状に電流指令を下限電流 I_{a_min} まで階段状に増加させ、そのままその電流値を維持させる。最大トルク制御において時刻“ t_2 ”からトルク指令に比例して上昇する電流指令が下限電流 I_{a_min} に達する時刻“ t_3 ”まで、電流指令は下限電流 I_{a_min} となる。時刻 t_1 から時刻 t_3 までの電流指令の遷移は、図8における矢印Y1に沿ったベクトル軌跡に対応する。時刻“ t_3 ”以降の電流指令の遷移は、最大トルク制御の場合と同様に、トルク指令に比例した電流指令により回転電機80が制御される。時刻“ t_3 ”以降の電流指令の遷移は、図8における矢印Y2に沿ったベクトル軌跡に対応する。

[0046] 回転電機80を減速させ、停止させる場合も同様である。回転電機制御装置1は、時刻“ t_5 ”からトルク指令に比例して電流指令を減少させる。時刻“ t_6 ”において、減少する電流指令が下限電流 I_{a_min} に達すると、回転電機制御装置1は、電流指令を下限電流 I_{a_min} に固定する。トルク指令に比例する電流指令がゼロとなる時刻“ t_7 ”を過ぎた制御終了時刻“ t_8 ”において、回転電機制御装置1は、電機子電流 I_a をゼロまで階段状に減少させる。時刻“ t_5 ”から時刻“ t_6 ”までの電流指令の遷移は、最大トルク制御の場合と同様に、図8における矢印Y2に沿った逆方向のベクトル軌跡に対応する。また、時刻“ t_6 ”以降の電流指令の遷移は、図8における矢印Y1に沿った逆方向のベクトル軌跡に対応する。

[0047] ところで、上述したように、交流電圧の誤差 ΔV は、直流リンク電圧 V_d

cを“E d”、変調の際のキャリア周波数を“f c”として“ $\Delta V \div E d \cdot T d \cdot f c$ ”で表される（図6参照）。即ち、誤差 ΔV は、直流リンク電圧V d cに比例し、直流リンク電圧V d cが低い場合には、誤差 ΔV は小さくなり、磁極位置 θ の導出に与える影響も小さくなる。そのように、磁極位置 θ の導出に与える影響が少ない場合にも電機子電流I aを必要以上（基本制御における電流以上）に多く流すと、損失が増大する。従って、下限電流I a__m i nの値は、直流リンク電圧V d cに応じて設定されると好適である。例えば、直流リンク電圧V d cが予め規定された下限直流リンク電圧V d c__m i n未満の場合には、誤差 ΔV が磁極位置 θ の演算に与える影響が軽微であるとして、下限電流I a__m i nをゼロに設定し、常に基本制御を行うようにしてもよい。あるいは、直流リンク電圧V d cに応じて、下限電流I a__m i nの値が変動するようにしてもよい。

[0048] 図10は、そのように直流リンク電圧V d cに応じて設定される下限電流I a__m i nの一例を示している。図10では、インバータ7の直流側の電圧である直流リンク電圧V d cが予め規定された下限直流リンク電圧V d c__m i n以上の場合において、下限電流I a__m i nは、直流リンク電圧V d cが大きくなるに従って大きくなるように設定されている例を示している。図10では、下限電流I a__m i nが連続的に大きくなるように設定されている例を示しているが、段階的に大きくなるように設定されていてもよい。

[0049] また、高速域位置演算部21により磁極位置 θ を導出する場合、上述したように式(3)に示す拡張誘起電圧が利用されるが、式(3)より、回転速度 ω が大きくなると、“ $\omega L d$ ”及び“ ωK_E ”も大きくなり、拡張誘起電圧も大きくなることが分かる（式(3)は下記に再掲）。

[0050] [数4]

$$\begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} = \{ (L_d - L_q)(\omega I_d - \dot{I}_q) + \omega K_E \} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdots (3)$$

[0051] 誘起電圧（拡張誘起電圧）が交流電圧の誤差 ΔV に対して充分大きければ

、磁極位置 θ の導出に際して当該誤差 ΔV を無視することができる。式(3)から明らかなように、誘起電圧は、回転電機80のロータの回転速度 ω が高くなるに従って大きくなるので、回転速度 ω に応じて下限電流 I_{a_min} の値が設定されると好適である。例えば、回転速度 ω が予め規定された下限回転速度 ω_{min} 未満の場合には、主に低速域位置演算部22により磁極位置 θ が演算されるので、回転速度 ω に対しては下限電流 I_{a_min} を一定の値に設定する。そして、回転速度 ω が下限回転速度 ω_{min} 以上の場合には、回転速度 ω に応じて下限電流 I_{a_min} の値を変動させると好適である。

[0052] 図11は、そのように回転速度 ω に応じて設定される下限電流 I_{a_min} の一例を示している。図11では、回転電機80のロータの回転速度 ω が予め規定された下限回転速度 ω_{min} 以上の場合において、下限電流 I_{a_min} は、回転速度 ω が大きくなるに従って小さくなるように設定されている例を示している。図11では、下限電流 I_{a_min} が連続的に小さくなるように設定されている例を示しているが、段階的に小さくなるように設定されていてもよい。

[0053] 上述したように、回転電機制御装置1は、デッドタイム補償を確実に実施することによって、デッドタイム T_d が磁極位置 θ の導出に与える影響を低減している。従って、下限電流 I_{a_min} は、デッドタイム補償が可能な最低電流値以上に設定されていると好適である。詳細な説明は省略するが、デッドタイム補償の効果は、3相電流(I_u , I_v , I_w)の検出精度や、3相電流の安定度(ノイズ成分の少なさなど)、IGBTなどのスイッチング素子の電気的特性により異なることが知られている。従って、デッドタイム補償が可能な最低電流値は、このような要素に鑑みて設定されると好適である。例えば、この最低電流値は、電流センサ30の分解能や、電流センサ30によって検出される3相電流のリプル成分の振幅、インバータ7を構成するスイッチング素子の素子特性(浮遊容量やオン抵抗など)などに応じて設定されると好適である。

[0054] 〔その他の実施形態〕

以下、本発明のその他の実施形態について説明する。尚、以下に説明する各実施形態の構成は、それぞれ単独で適用されるものに限られず、矛盾が生じない限り、他の実施形態の構成と組み合わせて適用することも可能である。

[0055] (1) 上記においては、自動車の駆動力源となる回転電機を制御対象として本発明の実施形態を例示したが、本発明に係る回転電機制御装置が制御対象とする回転電機は、自動車の駆動力源に限定されるものではない。例えば、自動車に搭載される場合であっても、電動オイルポンプやエアコンディショナーのコンプレッサー等を駆動する回転電機であってもよい。また、架線から電力の供給を受ける鉄道等の回転電機であってもよい。また、事業所や家庭のエアコンディショナーや、洗濯機などを駆動する回転電機であってもよい。

[0056] (2) 上記においては、誘起電圧として拡張誘起電圧を利用する形態を例示したが、磁極位置の演算に際して式(1)に例示したような一般的な電圧方程式に基づく誘起電圧を用いることを妨げるものではない。例えば、一般的な誘起電圧であっても、回転電機の回転速度 ω が高くなれば誘起電圧も高くなり、デッドタイム T_d に起因する交流電圧の誤差 ΔV に対して誘起電圧が充分大きければ、磁極位置 θ の導出に際して当該誤差 ΔV を無視することができる。

[0057] (3) 上記においては、低速域位置演算部22が、電圧指令に観測信号を重畳させる例を用いて説明したが、低速域位置演算部22の構成はこの形態に限定されるものではない。高周波の観測信号を回転電機に印加して、その応答によって磁極位置を推定する種々の態様を適用することができる。例えば、電流指令に観測信号が重畳される形態であってもよい。

[0058] (4) 尚、センサレス制御を用いた磁極位置の検出には、上記以外の種々の手法が適用である。

[0059] 〔実施形態の概要〕

以下、上記において説明した実施形態における回転電機制御装置（１）の概要について簡単に説明する。

[0060] １つの態様として、回転電機制御装置（１）は、

永久磁石が配置されたロータを備え、直流と交流との間で電力変換を行うインバータ（７）を介して駆動される回転電機（８０）を制御対象とし、

前記ロータの磁極位置（ θ ）をセンサレス制御によって検出し、

前記磁極位置（ θ ）を用い、前記永久磁石が発生する磁界の方向である d 軸と当該 d 軸に直交する q 軸との $d-q$ 軸ベクトル座標系において、電流指令（ I_d^* , I_q^* ）と前記回転電機（８０）からのフィードバック電流との偏差に基づいて電流フィードバック制御を行い、

前記インバータ（７）を構成するスイッチング素子（３）の制御パルスの始点及び終点を調整して、前記インバータ（７）の１相のアームを構成する上段側の前記スイッチング素子（３）及び下段側の前記スイッチング素子（３）が共にオフ状態に制御される期間であるデッドタイム期間（ T_d ）に起因する交流出力の誤差を、前記制御パルスが基準パルスである場合に比べて低減するデッドタイム補償を行い、

前記スイッチング素子（３）をスイッチング制御して前記回転電機（８０）を駆動する回転電機制御装置（１）であって、

前記回転電機（８０）の出力トルクに応じて電機子電流（ I_a ）の大きさが最も小さくなるように前記 $d-q$ 軸ベクトル座標系における前記電流指令（ I_d^* , I_q^* ）を決定して前記回転電機（８０）を制御する場合に、前記電機子電流（ I_a ）の大きさが予め規定された下限電流（ I_{a_min} ）以上となるように前記回転電機を制御する。

[0061] センサレス制御によって精度よく磁極位置（ θ ）を検出するためには、デッドタイム補償の実行が有用であるが、デッドタイム補償の実施に際しては、一般的に交流の相電流の極性の判定が必要となる。ここで、回転電機（８０）が低トルクで駆動されている場合など、相電流の振幅が小さく、相電流の波高が相電流の振幅中心に近い場合には、相電流の極性の判定に高い精度

が求められたり、判定精度によっては判定の信頼性が低下したりする可能性がある。本構成によれば、電流指令 (I_d^* , I_q^*) は、電機子電流 (I_a) が下限電流 (I_{a_min}) 以上となるように決定されることになる。電機子電流 (I_a) が小さくなることを規制することで、相電流の振幅の大きさを確保できる。即ち、相電流の極性の判定が十分に可能となるように相電流の振幅を確保することができる。電機子電流 (I_a) の大きさが下限電流 (I_{a_min}) 以上の場合には、電機子電流 (I_a) は規制されないから、回転電機 (80) の運転効率に対する影響は、電機子電流 (I_a) の大きさが下限電流 (I_{a_min}) 未満の場合に限定される。従って、本構成によれば、回転電機 (80) の運転効率に対する影響を抑制しつつ、デッドタイムによる電圧誤差を低減して、電氣的に回転電機 (80) の磁極位置 (θ) を精度良く導出することができるセンサレス磁極位置検出技術が実現される。

[0062] 一般的に、回転電機 (80) の制御に際しては、基本制御として、電機子電流 (I_a) に対して最大トルクを出力する最大トルク制御や、電機子電流 (I_a) に対して最大効率で回転電機を駆動する最大効率制御などが行われる。この際には、例えば $d-q$ 軸ベクトル座標系において、最大トルクを出力する動作点のベクトル軌跡 (例えば最大トルク制御線 (400)) や、最大効率で回転電機 (80) を駆動する動作点のベクトル軌跡 (例えば最大効率制御線) などの線上に動作点を設定し、当該動作点における電流値が電流指令電流指令 (I_d^* , I_q^*) として決定される。一方、電機子電流 (I_a) の大きさが予め規定された下限電流 (I_{a_min}) 以上となるように、電流指令電流指令 (I_d^* , I_q^*) を決定するためには、電機子電流 (I_a) が下限電流 (I_{a_min}) となる動作点のベクトル軌跡 (例えば定電流円 (201~203)) の線上に動作点を設定する必要がある。従って、回転電機制御装置 (1) は、少なくともそのような2種類の動作点に基づく制御が可能のように構成されていることが好ましい。尚、ここでは理解を容易にするためにベクトル軌跡や動作点を例示したが、実際の制御において動作点

の設定が必須であることを意味するものではない。1つの好適な態様として、回転電機制御装置(1)は、前記回転電機(80)の出力トルクに応じて、前記電機子電流(I_a)の大きさが最も小さくなるように前記電流指令電流指令(I_d^* , I_q^*)を決定する基本制御と、前記基本制御における前記電機子電流(I_a)の大きさが前記下限電流(I_{a_min})を下回る場合に、前記電機子電流(I_a)の大きさが前記下限電流(I_{a_min})となるように前記電流指令電流指令(I_d^* , I_q^*)を決定する定電流制御と、を実行可能であり、前記電機子電流(I_a)の大きさに応じて、前記基本制御と前記定電流制御とを切り替えて実行するとよい。

[0063] ここで、回転電機制御装置(1)は、前記回転電機(80)が回転を始める際には、前記電機子電流(I_a)をゼロから少なくとも前記下限電流(I_{a_min})まで階段状に増加させ、前記回転電機(80)が停止する際には、前記電機子電流(I_a)を少なくとも前記下限電流(I_{a_min})からゼロまで階段状に減少させると好適である。この構成によれば、低トルク領域においても、適切に下限電流 I_{a_min} 以上の電流指令が設定される。

[0064] デッドタイム(T_d)に起因する交流電圧の誤差は、インバータ(7)の直流側の電圧(直流リンク電圧(V_{dc}))、及スイッチング素子(3)をスイッチング制御する際の制御パルスの周波数(変調時の変調周波数)、及びデッドタイム(T_d)の期間に比例する。従って、直流リンク電圧 V_{dc} が低い場合には、デッドタイム(T_d)に起因する交流電圧の誤差は小さくなり、センサレス制御によって磁極位置(θ)を導出して検出する際に与える影響も小さくなる。そのように、磁極位置(θ)の導出に与える影響が少ない場合にも電機子電流(i_a)を必要以上に多く流すと、損失が増大する。従って、下限電流(I_{a_min})の値は、直流リンク電圧(V_{dc})に応じて設定されると好適である。即ち、1つの態様として、回転電機制御装置(1)は、前記インバータ(7)の直流側の電圧である直流リンク電圧(V_{dc})が予め規定された下限直流リンク電圧(V_{dc_min})以上の

場合において、前記下限電流 (I_{a_min}) は、前記直流リンク電圧 (V_{dc}) が大きくなるに従って連続的又は段階的に大きくなるように設定されていると好適である。

[0065] 回転電機 (80) のロータの回転によって生じる誘起電圧は、ロータの回転速度 (ω) に比例して大きくなる。ロータの回転によって生じる誘起電圧に基づいて磁極位置 (θ) を演算して検出する場合、誘起電圧が交流電圧の誤差に対して充分大きければ、磁極位置 (θ) の導出に際して当該誤差を無視することができるようになる。そのように、磁極位置 (θ) の導出に与える影響が少ない場合にも電機子電流 (I_a) を必要以上に多く流すと、損失が増大する。誘起電圧は、ロータの回転速度 (ω) が高くなるに従って大きくなるので、回転速度 (ω) に応じて下限電流 (I_{a_min}) の値が設定されると好適である。即ち、1つの態様として、回転電機制御装置 (1) は、前記ロータの回転速度 (ω) が予め規定された下限回転速度 (ω_{min}) 以上の場合において、前記下限電流 (I_{a_min}) は、前記回転速度 (ω) が大きくなるに従って連続的又は段階的に小さくなるように設定されていると好適である。

[0066] また、回転電機制御装置 (1) は、前記下限電流 (I_{a_min}) が、前記デッドタイム補償が可能な最低電流値以上に設定されていると好適である。デッドタイム (T_d) が磁極位置 (θ) の導出に与える影響を低減する上では、デッドタイム補償を確実に実施することができることが好ましい。下限電流 (I_{a_min}) が、デッドタイム補償が可能な最低電流値以上に設定されることによって、デッドタイム補償を確実に実施して、デッドタイム (T_d) による電圧誤差を低減して、電氣的に回転電機 (80) の磁極位置 (θ) を精度良く導出することができる。

産業上の利用可能性

[0067] 本発明は、永久磁石が配置されたロータを備え、直流と交流との間で電力変換を行うインバータを介して駆動される回転電機を制御対象とする回転電機制御装置に利用することができる。

符号の説明

[0068]	1	: 回転電機制御装置
	3	: I G B T (スイッチング素子)
	7	: インバータ
	8 0	: 回転電機
	9 0	: 車両 E C U
	I_a	: 電機子電流
	I_{a_min}	: 下限電流
	I_d^*	: d 軸電流指令 (電流指令)
	I_q^*	: q 軸電流指令 (電流指令)
	T_d	: デッドタイム (デッドタイム期間)
	V_d	: d 軸電圧指令
	V_{dc}	: 直流リンク電圧
	V_{dc_min}	: 下限直流リンク電圧
	ΔV	: 誤差
	θ	: 磁極位置
	$\theta^{\wedge}$	: 推定磁極位置 (磁極位置)
	ω	: 回転速度
	$\omega^{\wedge}$	: 推定回転速度 (回転速度)
	ω_{min}	: 下限回転速度

請求の範囲

[請求項1]

永久磁石が配置されたロータを備え、直流と交流との間で電力変換を行うインバータを介して駆動される回転電機を制御対象とし、

前記ロータの磁極位置をセンサレス制御によって検出し、

前記磁極位置を用い、前記永久磁石が発生する磁界の方向である d 軸と当該 d 軸に直交する q 軸との $d-q$ 軸ベクトル座標系において、電流指令と前記回転電機からのフィードバック電流との偏差に基づいて電流フィードバック制御を行い、

前記インバータを構成するスイッチング素子の制御パルスの始点及び終点を調整して、前記インバータの1相のアームを構成する上段側の前記スイッチング素子及び下段側の前記スイッチング素子が共にオフ状態に制御される期間であるデッドタイム期間に起因する交流出力の誤差を、前記制御パルスが基準パルスである場合に比べて低減するデッドタイム補償を行い、

前記スイッチング素子をスイッチング制御して前記回転電機を駆動する回転電機制御装置であって、

前記回転電機の実出力トルクに応じて電機子電流の大きさが最も小さくなるように前記 $d-q$ 軸ベクトル座標系における前記電流指令を決定して前記回転電機を制御する場合に、前記電機子電流の大きさが予め規定された下限電流以上となるように前記回転電機を制御する回転電機制御装置。

[請求項2]

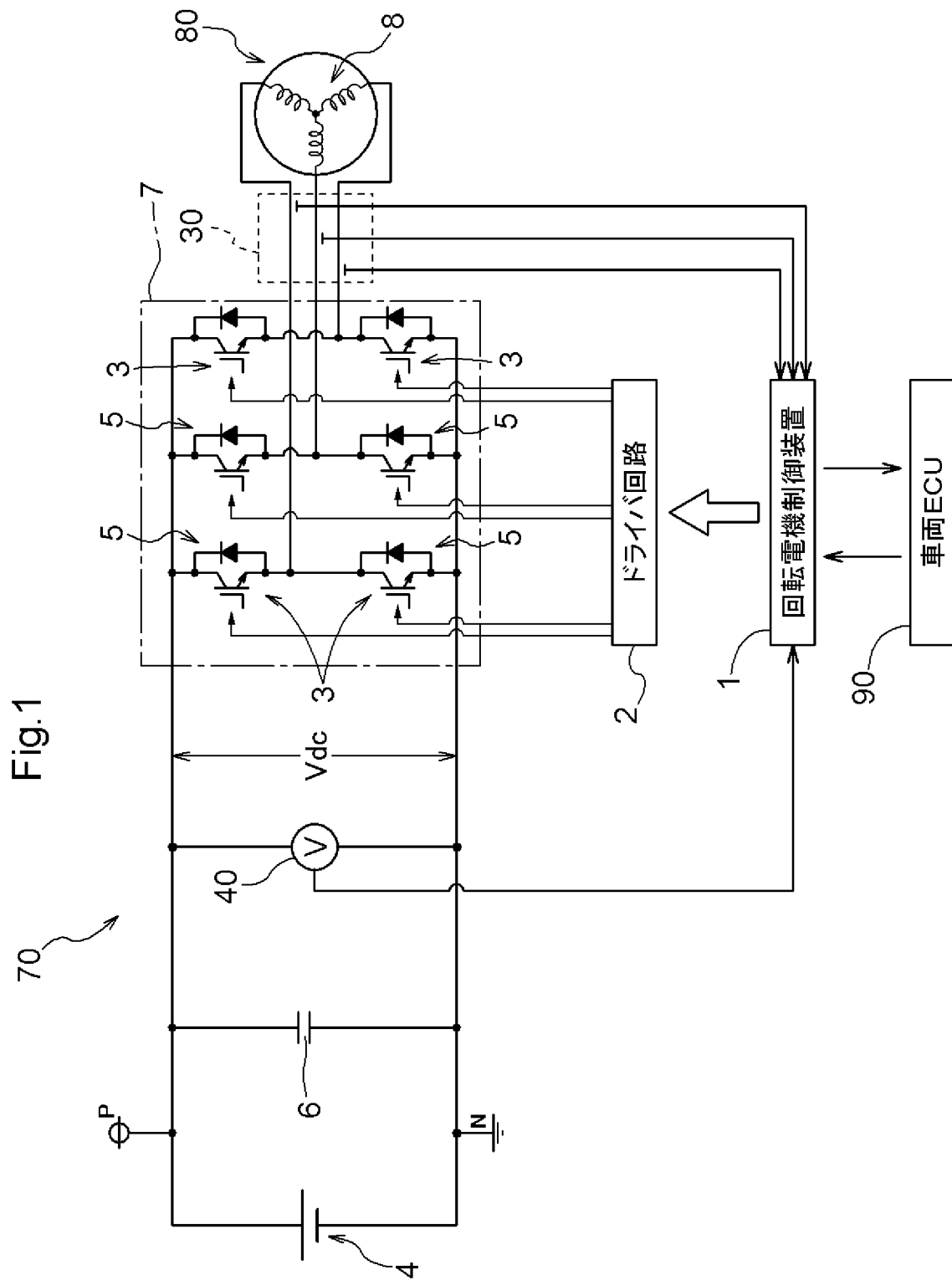
前記回転電機の実出力トルクに応じて、前記電機子電流の大きさが最も小さくなるように前記電流指令を決定する基本制御と、

前記基本制御における前記電機子電流の大きさが前記下限電流を下回る場合に、前記電機子電流の大きさが前記下限電流となるように前記電流指令を決定する定電流制御と、を実行可能であり、

前記電機子電流の大きさに応じて、前記基本制御と前記定電流制御とを切り替えて実行する請求項1に記載の回転電機制御装置。

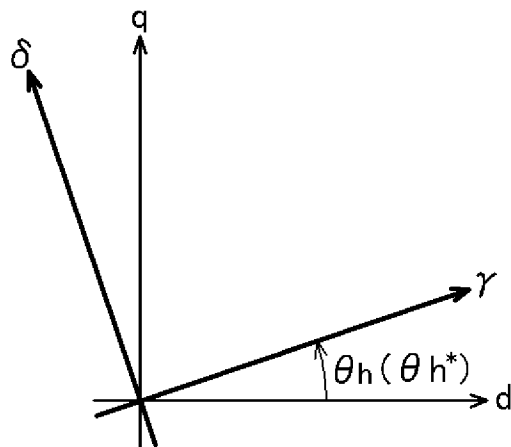
- [請求項3] 前記回転電機が回転を始める際には、前記電機子電流をゼロから少なくとも前記下限電流まで階段状に増加させ、前記回転電機が停止する際には、前記電機子電流を少なくとも前記下限電流からゼロまで階段状に減少させる請求項1又は2に記載の回転電機制御装置。
- [請求項4] 前記インバータの直流側の電圧である直流リンク電圧が予め規定された下限直流リンク電圧以上の場合において、前記下限電流は、前記直流リンク電圧が大きくなるに従って連続的又は段階的に大きくなるように設定されている請求項1から3の何れか一項に記載の回転電機制御装置。
- [請求項5] 前記ロータの回転速度が予め規定された下限回転速度以上の場合において、前記下限電流は、前記回転速度が大きくなるに従って連続的又は段階的に小さくなるように設定されている請求項1から4の何れか一項に記載の回転電機制御装置。
- [請求項6] 前記下限電流は、前記デッドタイム補償が可能な最低電流値以上に設定されている請求項1から5の何れか一項に記載の回転電機制御装置。

[図1]



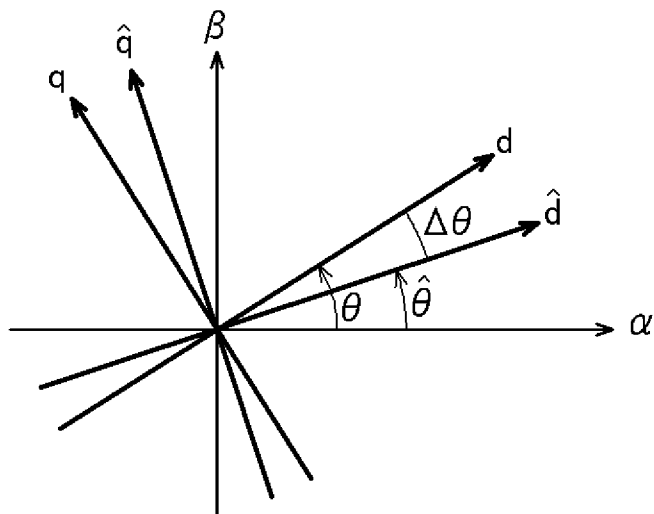
[図3]

Fig.3



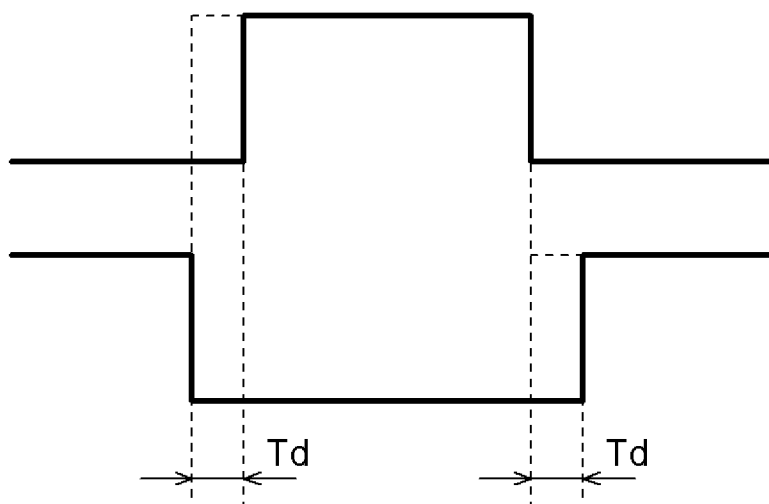
[図4]

Fig.4

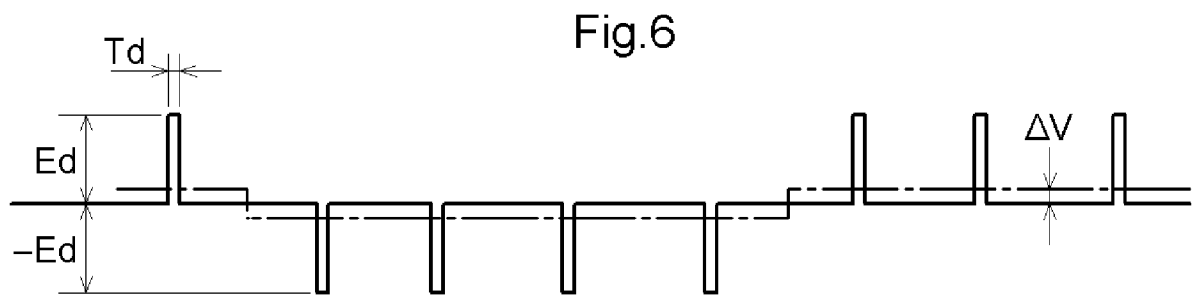


[図5]

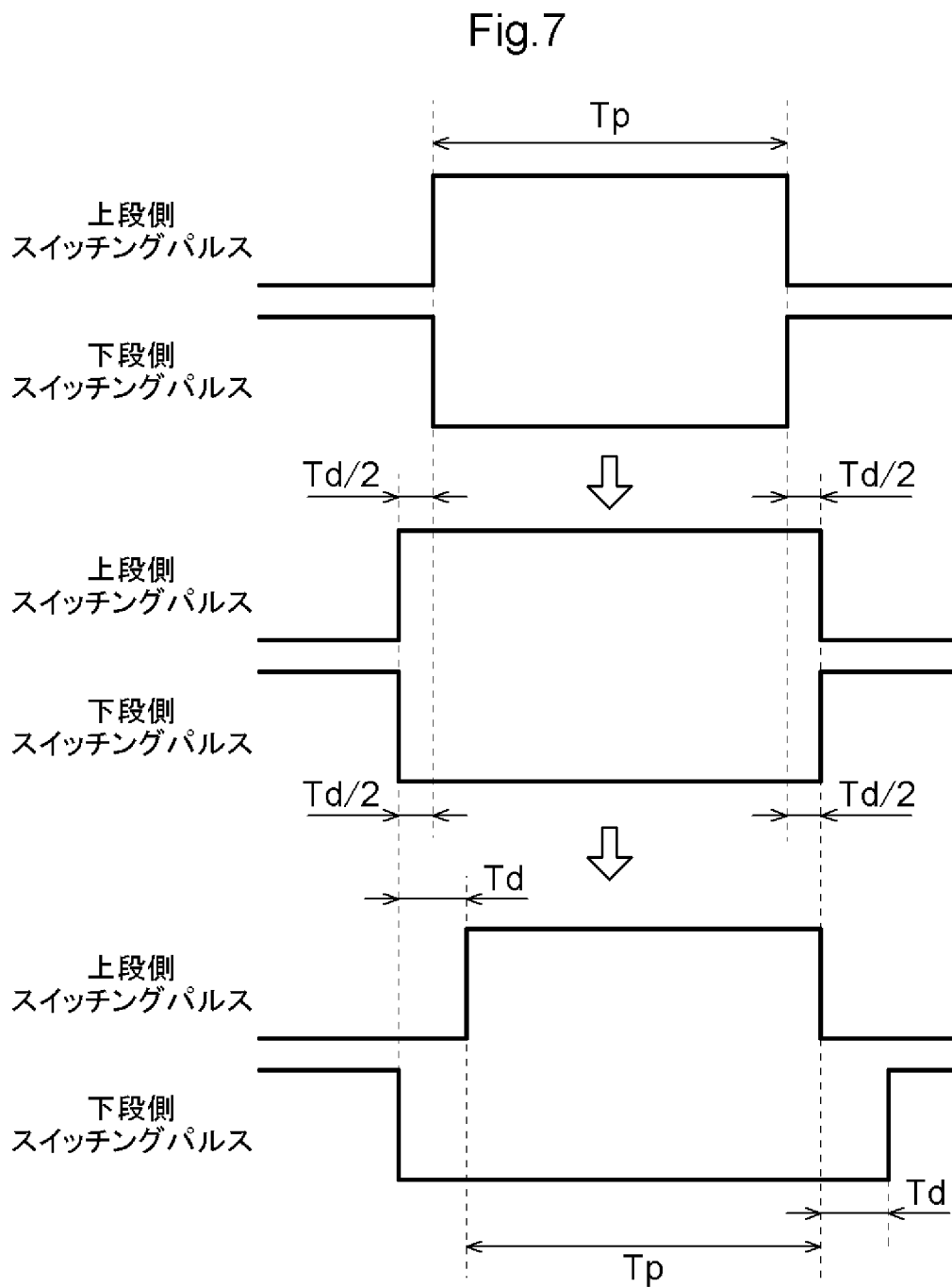
Fig.5

上段側
スイッチングパルス下段側
スイッチングパルス

[図6]

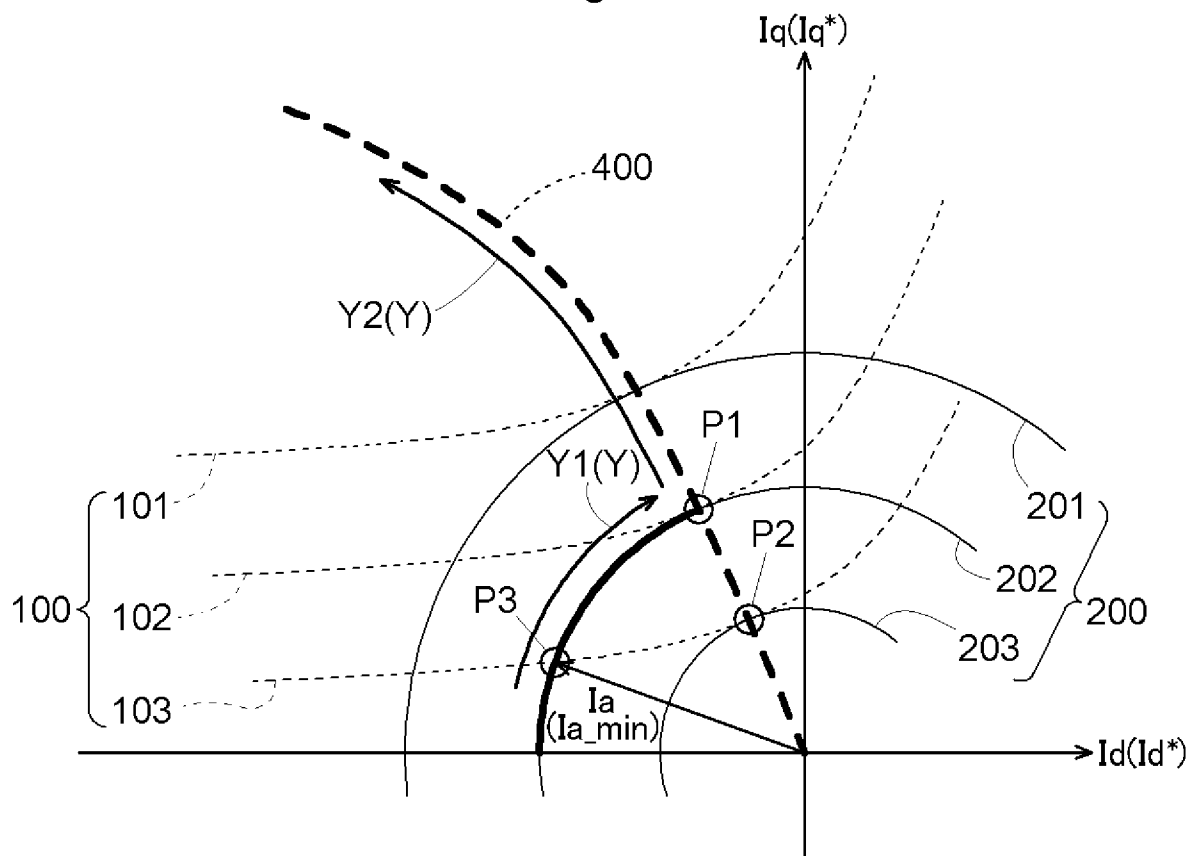


[図7]



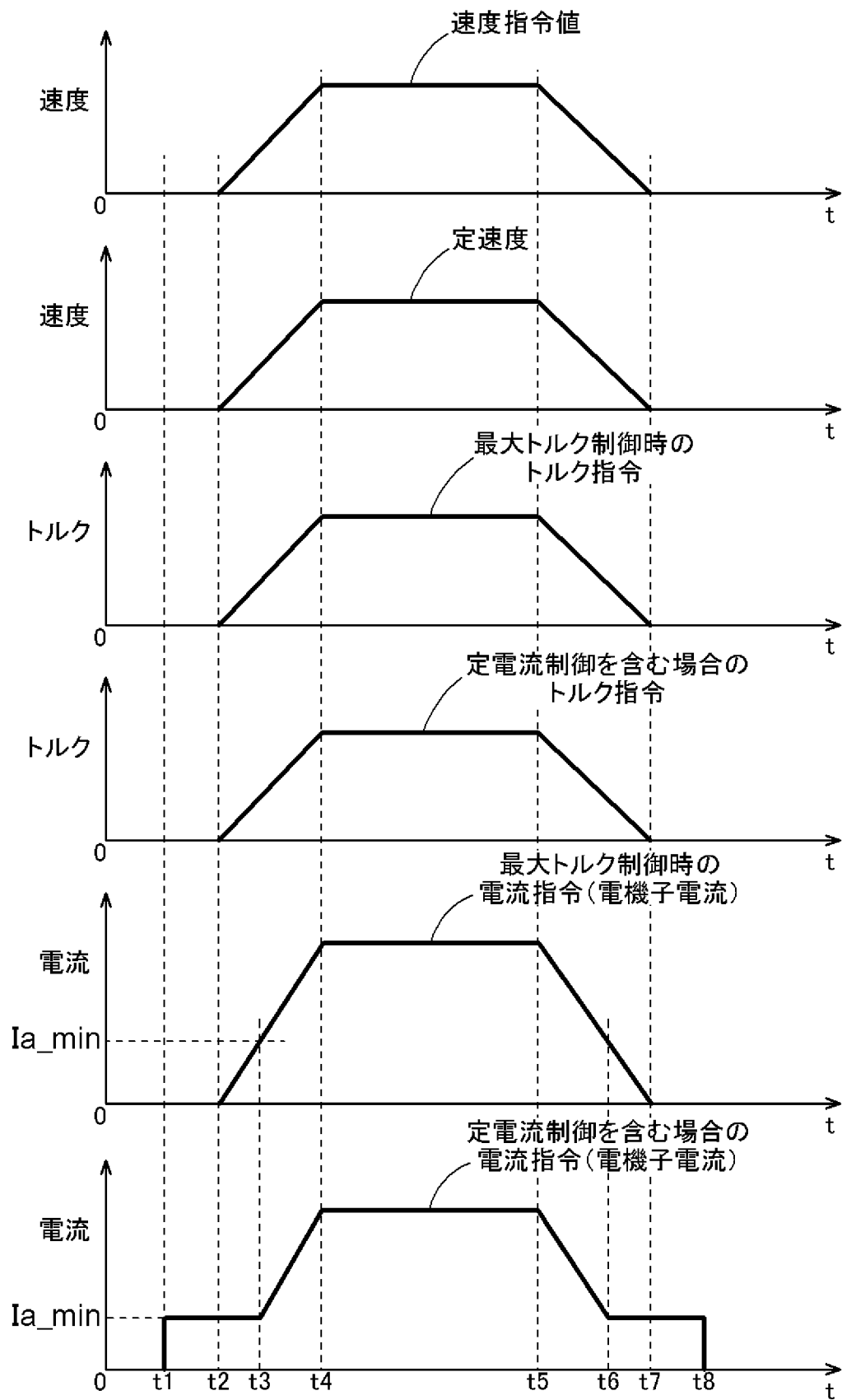
[図8]

Fig.8



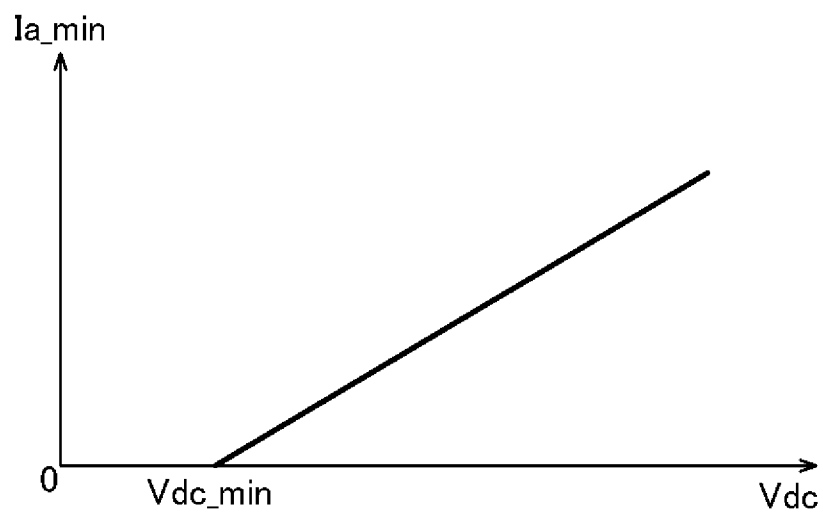
[図9]

Fig.9



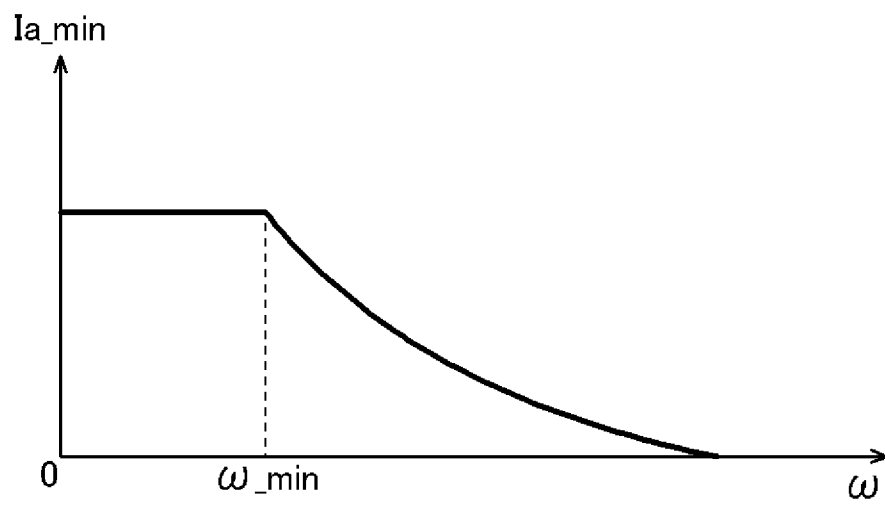
[図10]

Fig.10



[図11]

Fig.11



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2015/059919

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P6/18(2006.01)i, H02P21/00(2006.01)i, H02P27/04(2006.01)i

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

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02P6/18, H02P21/00, H02P27/04

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2015
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2015	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2015

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 2012-178950 A (Denso Corp.), 13 September 2012 (13.09.2012), entire text; all drawings & US 2012/0217849 A1	1-5 6
Y	JP 3796556 B2 (Yaskawa Electric Corp.), 12 July 2006 (12.07.2006), paragraphs [0001] to [0030]; fig. 1 to 2 (Family: none)	1-5
A	JP 2005-110343 A (Daikin Industries, Ltd.), 21 April 2005 (21.04.2005), entire text; all drawings (Family: none)	1-6

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

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

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

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

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

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

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

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

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

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
21 May 2015 (21.05.15)

Date of mailing of the international search report
02 June 2015 (02.06.15)

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

Authorized officer

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02P6/18(2006.01)i, H02P21/00(2006.01)i, H02P27/04(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02P6/18, H02P21/00, H02P27/04

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	1971-2015年
日本国実用新案登録公報	1996-2015年
日本国登録実用新案公報	1994-2015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 2012-178950 A (株式会社デンソー) 2012.09.13, 全文、全図 & US 2012/0217849 A1	1-5 6
Y	JP 3796556 B2 (株式会社安川電機) 2006.07.12, 段落0001-0030, 図1-2 (ファミリーなし)	1-5
A	JP 2005-110343 A (ダイキン工業株式会社) 2005.04.21, 全文、全図 (ファミリーなし)	1-6

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「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矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「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

21.05.2015

国際調査報告の発送日

02.06.2015

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A/J P）
郵便番号100-8915
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

高橋 祐介

3V

3027

電話番号 03-3581-1101 内線 3357