

(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
2021年7月22日(22.07.2021)



(10) 国際公開番号

WO 2021/144867 A1

(51) 国際特許分類:

H02P 27/08 (2006.01)

(21) 国際出願番号:

PCT/JP2020/000942

(22) 国際出願日:

2020年1月15日(15.01.2020)

(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: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). 久保 建太(KUBO

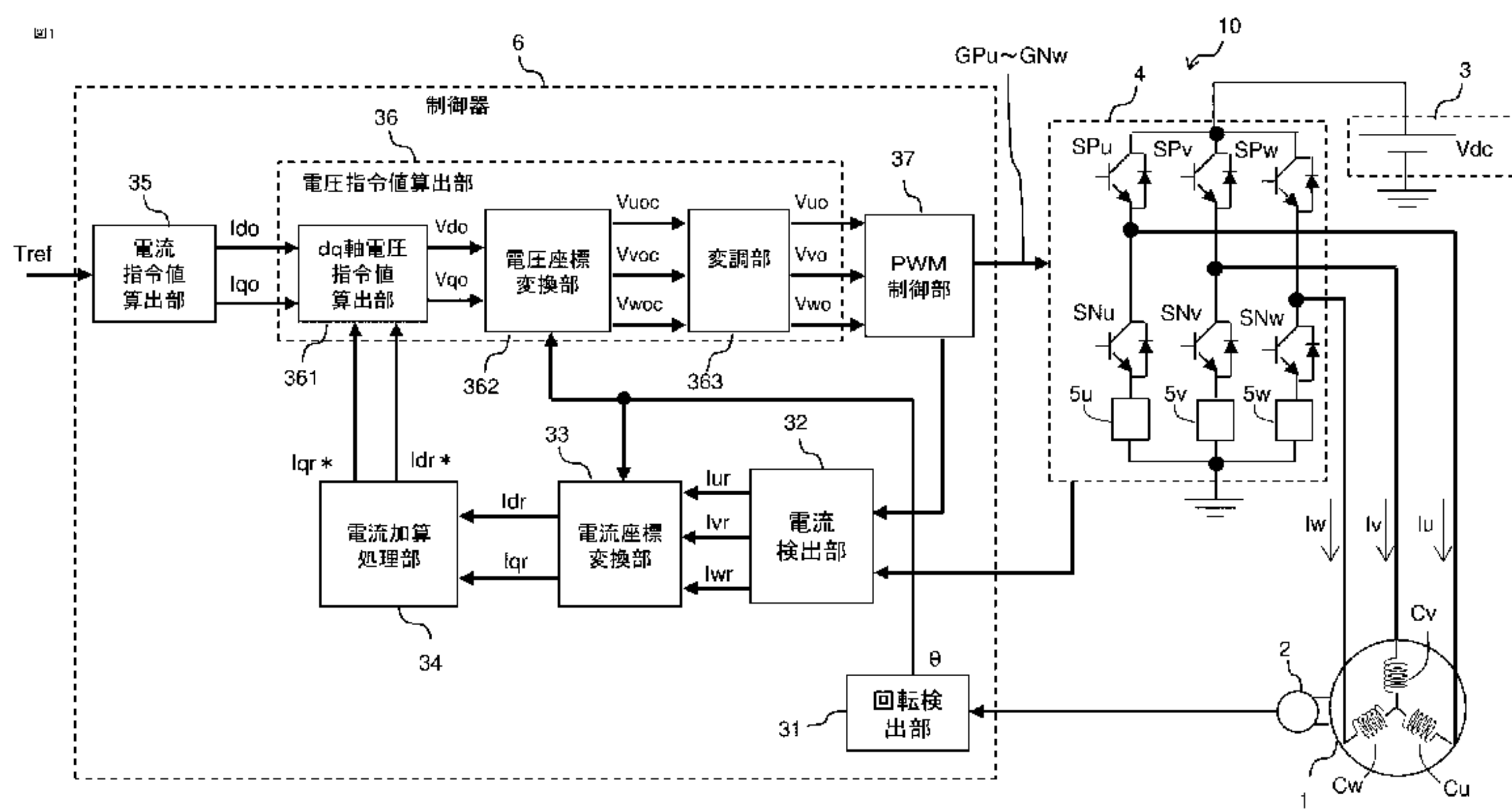
Kenta); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 伊木 及(IKI Itaru); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 廣谷 迪(HIROTANI Yu); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP).

(74) 代理人: 特許業務法人ぱるも特許事務所 (PALMO PATENT FIRM, P.C.); 〒6610033 兵庫県尼崎市南武庫之荘3丁目35番8号 Hyogo (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,

(54) Title: CONTROL DEVICE FOR AC ROTATING MACHINE, AND ELECTRIC POWER STEERING DEVICE

(54) 発明の名称: 交流回転機の制御装置、及び電動パワーステアリング装置



- 6 Controller
- 31 Rotation detection unit
- 32 Current detection unit
- 33 Current coordinates conversion unit
- 34 Current addition processing unit
- 35 Current command value calculation unit
- 36 Voltage command value calculation unit
- 37 PWM control unit
- 361 dq-axis voltage command value calculation unit
- 362 Voltage coordinates conversion unit
- 363 Modulation unit

(57) Abstract: Provided is a control device for an AC rotating machine, as well as an electric power steering device, said control device being capable of reducing an error component of a current detection value near a mechanical resonance period of the AC rotating machine. A control device (10) for an AC rotating machine: detects currents flowing in three-phase windings at intervals of a current detection period (TIdt), which is a period equivalent to a carrier period (Tc) multiplied by a first natural number (A); performs current addition processing for adding the current detection values that have been detected this time and current detection values detected earlier by an addition period (Tadd), which is a period equivalent to the current detection period (TIdt) multiplied by a second natural number (B), thereby calculating current detection values after the current addition processing; and calculates three-phase current command values on the basis of the current detection values after the current addition processing. The second natural number (B) is set to a natural number at which the addition period (Tadd) is closest to the half period (Tr/2) of a mechanical resonance period of the AC rotating machine.

[続葉有]

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

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

添付公開書類:

- 国際調査報告 (条約第21条(3))
- 補正された請求の範囲及び説明書 (条約第19条(1))

(57) 要約: 交流回転機の機械的な共振周期に近い電流検出値の誤差成分を低減することができる交流回転機の制御装置、及び電動パワーステアリング装置を提供する。キャリア周期 (T_c) の第1の自然数 (A) 倍の周期である電流検出周期 (T_{ldt}) で、3相の巻線に流れる電流を検出し、今回検出した電流検出値と、電流検出周期 (T_{ldt}) の第2の自然数 (B) 倍の周期である加算周期 (T_{add}) 前に検出した電流検出値とを加算する電流加算処理を行って、電流加算処理後の電流検出値を算出し、電流加算処理後の電流検出値に基づいて、3相の電流指令値を算出し、第2の自然数 (B) は、加算周期 (T_{add}) が、交流回転機の機械的な共振周期の半周期 ($T_r/2$) に最も近づく自然数に設定されている交流回転機の制御装置 (10)。

明 細 書

発明の名称：

交流回転機の制御装置、及び電動パワーステアリング装置

技術分野

[0001] 本願は、交流回転機の制御装置、及び電動パワーステアリング装置に関するものである。

背景技術

[0002] 従来の交流回転機の制御装置及び電動パワーステアリング装置として、特許文献 1 の技術が知られている。特許文献 1 では、インバータの負極側のスイッチング素子に直列接続された電流検出用抵抗素子の出力信号に基づいて電流を検出するように構成されている。特許文献 1 の技術では、キャリア周期において、2 以上の固定タイミングで電流を検出することにより、スイッチングノイズにより生じる誤差を含まないように電流を取得すると共に、特許文献 1 の図 1 2、図 1 3、図 1 4、図 1 5、図 1 6、図 2 3、図 2 4、図 2 5、図 2 6 に示されているように、3 相の電圧指令値の最大値が、電源電圧の半分値 $V_{dc}/2$ に一致するように、3 相の電圧指令値をオフセットさせている。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献 1：特許第 6 2 6 6 1 6 1 号（請求項 1、請求項 2、図 1 2）

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] しかしながら、特許文献 1 の技術では、電流検出の誤差を低減できるが、負極側のスイッチング素子に電流検出用抵抗素子が直列接続されたインバータにおいて、3 相の電圧指令値の最大値が、電源電圧の半分値 $V_{dc}/2$ に一致するように、3 相の電圧指令値をオフセットさせると、交流回転機の出カトルクに重畳する 3 次のリップル成分が大きくなる問題が生じる。そのた

め、3次のトルクリプル成分の増加を抑制しつつ、電流検出の誤差を低減するためには、特許文献1とは別の方法を検討する必要がある。

[0005] ところで、電流検出値の誤差成分に含まれる様々な周波数のうち、交流回転機の機械的な共振周波数に近い周波数の誤差成分は、交流回転機の騒音になりやすい。よって、特に、電流検出値に含まれる共振周期の誤差成分を低減することが望まれる。

[0006] そこで、交流回転機の機械的な共振周期に近い電流検出値の誤差成分を低減することができる交流回転機の制御装置、及び電動パワーステアリング装置が望まれる。

課題を解決するための手段

[0007] 本願に係る交流回転機の制御装置は、3相の巻線を有する交流回転機を制御する交流回転機の制御装置であって、

直流電源の正極側に接続される正極側のスイッチング素子と前記直流電源の負極側に接続される負極側のスイッチング素子とが直列接続され、直列接続の接続点が対応する相の前記巻線に接続される直列回路を、3相各相に対応して3セット設けたインバータと、

少なくとも2相の前記負極側のスイッチング素子に直列接続された抵抗を有する電流検出回路と、

3相の電圧指令値を算出し、前記3相の電圧指令値のそれぞれとキャリア周期で振動するキャリア波とを比較することにより、前記スイッチング素子をオンオフ制御する制御器と、を備え、

前記制御器は、前記負極側のスイッチング素子がオンになる、前記キャリア周期の第1の自然数倍の周期である電流検出周期で、前記電流検出回路の出力信号に基づいて、前記3相の巻線に流れる電流を検出し、今回検出した電流検出値と、前記電流検出周期の第2の自然数倍の周期である加算周期前に検出した電流検出値と、を加算する電流加算処理を行って、電流加算処理後の電流検出値を算出し、前記電流加算処理後の電流検出値に基づいて、前記3相の電流指令値を算出し、

前記第2の自然数は、前記加算周期が、前記交流回転機の機械的な共振周期の半周期に最も近づく自然数に設定されているものである。

[0008] また、本願に係る電動パワーステアリング装置は、

上記の交流回転機の制御装置と、

前記交流回転機と、

前記交流回転機の駆動力を車両の操舵装置に伝達する駆動力伝達機構と、を備え、

前記キャリア周期は、 $60\mu\text{s}$ 以下に設定され、

前記交流回転機の機械的な前記共振周期は、 $200\mu\text{s}$ から $500\mu\text{s}$ の範囲内である。

発明の効果

[0009] 電流検出値の共振周期の成分は、共振周期の半周期で位相が反転する。よって、今回検出した電流検出値と、共振周期の半周期前に検出した電流検出値とを加算することで、電流検出値の共振周期の成分を相殺することができる。本願に係る交流回転機の制御装置及び電動パワーステアリング装置によれば、第2の自然数は、加算周期が、交流回転機の機械的な共振周期の半周期に最も近づく自然数に設定されている。よって、今回検出した電流検出値と、加算周期前に検出した電流検出値とを加算することで、電流検出値の共振周期の成分を低減することができる。その結果、交流回転機の騒音の発生を抑制することができる。

図面の簡単な説明

[0010] [図1]実施の形態1に係る交流回転機及び交流回転機の制御装置の概略構成図である。

[図2]実施の形態1に係る制御器のハードウェア構成図である。

[図3]実施の形態1に係る振幅低減変調による3相の電圧指令値の挙動を示すタイムチャートである。

[図4]比較例に係る振幅低減変調による出力トルクの挙動を示すタイムチャートである。

[図5]実施の形態1に係る振幅低減変調による出力トルクの挙動を示すタイムチャートである。

[図6]実施の形態1に係るPWM制御挙動及び電流検出タイミングを説明するタイムチャートである。

[図7]実施の形態1に係るPWM制御挙動及び電流検出タイミングを説明するタイムチャートである。

[図8]実施の形態1に係るリングングの影響を説明するためのタイムチャートである。

[図9]実施の形態1に係るリングングの影響が生じる場合のPWM制御挙動及び電流検出タイミングを説明するタイムチャートである。

[図10]比較例に係る電流加算処理を行わない場合の制御挙動を示すタイムチャートである。

[図11]実施の形態1に係る交流回転機の騒音の周波数特性を示す図である。

[図12]実施の形態1に係る電流検出値に含まれる共振周期の成分と加算周期とを説明するタイムチャートである。

[図13]実施の形態1に係る電流加算処理部のブロック図である。

[図14]実施の形態2に係る電流加算処理部の処理を説明するためのフローチャートである。

[図15]実施の形態2に係る電流加算処理部のブロック図である。

[図16]実施の形態3に係る電流検出値に含まれる共振周期の成分と加算周期とを説明するタイムチャートである。

[図17]実施の形態3に係る電流加算処理部のブロック図である。

[図18]比較例に係る電流検出値のノイズ成分に対する伝達特性を示す図である。

[図19]実施の形態3に係る電流検出値のノイズ成分に対する伝達特性を示す図である。

[図20]実施の形態4に係る電動パワーステアリング装置の概略構成図である。

[図21]その他の実施の形態に係る振幅低減変調による3相の電圧指令値の挙動を示すタイムチャートである。

発明を実施するための形態

[0011] 1. 実施の形態1

実施の形態1に係る交流回転機の制御装置10（以下、単に制御装置10と称す）について図面を参照して説明する。図1は、本実施の形態に係る交流回転機1及び制御装置10の概略構成図である。

[0012] 1-1. 交流回転機1

交流回転機1は、U相、V相、W相の3相の巻線C_u、C_v、C_wを有している。交流回転機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。ステータには、3相の巻線C_u、C_v、C_wが巻装されている。本実施の形態では、ロータには永久磁石が設けられており、永久磁石式の同期回転機とされている。なお、交流回転機1は、ロータに電磁石が設けられている界磁巻線型の同期回転機、又はロータに永久磁石が設けられていない誘導機であってもよい。3相の巻線は、スター結線されてもよいし、デルタ結線されてもよい。

[0013] ロータには、ロータの回転角度を検出するための回転検出回路2が備えられている。回転検出回路2には、レゾルバ、エンコーダ、MRセンサ等が用いられる。回転検出回路2の出力信号は、制御器6に入力される。

[0014] 1-2. インバータ4

インバータ4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S_Pと直流電源3の負極側に接続される負極側のスイッチング素子S_Nとが直列接続された直列回路（レグ）を、3相各相に対応して3セット設けている。そして、各相の直列回路における2つのスイッチング素子の接続点が、対応する相の巻線に接続されている。

[0015] 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S_{P_u}とU相の負極側のスイッチング素子S_{N_u}とが直列接続され、2つのスイッチング素子の接続点がU相の巻線C_u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 S_{Pv} とV相の負極側のスイッチング素子 S_{Nv} とが直列接続され、2つのスイッチング素子の接続点がV相の巻線 C_v に接続されている。W相の直列回路では、Wの正極側のスイッチング素子 S_{Pw} とW相の負極側のスイッチング素子 S_{Nw} とが直列接続され、2つのスイッチング素子の接続点がW相の巻線 C_w に接続されている。

[0016] スwitchング素子には、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、制御器6に接続されている。各スイッチング素子は、制御器6から出力されたスイッチング信号 $G_{Pu} \sim G_{Nw}$ によりオン又はオフされる。

[0017] 直流電源3は、インバータ4に電源電圧 V_{dc} を出力する。直流電源3として、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、電源電圧 V_{dc} を出力する機器であれば、どのような機器であってもよい。直流電源3には、電源電圧 V_{dc} を検出する電圧センサが設けられ、電圧センサの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、検出した電源電圧 V_{dc} を用いて、制御を行ってもよい。

[0018] 1-3. 電流検出回路5

少なくとも2相の負極側のスイッチング素子に直列接続された抵抗を有する電流検出回路5が備えられている。本実施の形態では、電流検出回路5は、3相の負極側のスイッチング素子 S_{Nu} 、 S_{Nv} 、 S_{Nw} を流れる電流を検出するように構成されている。電流検出回路5は、各相の負極側のスイッチング素子に直列接続されたシャント抵抗 5_u 、 5_v 、 5_w を有している。U相のシャント抵抗 5_u は、U相の負極側のスイッチング素子 S_{Nu} の負極側に直列接続されており、V相のシャント抵抗 5_v は、V相の負極側のスイッチング素子 S_{Nv} の負極側に直列接続されており、W相のシャント抵抗 5_w は、W相の負極側のスイッチング素子 S_{Nw} の負極側に直列接続されてい

る。各相のシャント抵抗 $5u$ 、 $5v$ 、 $5w$ の両端電位差 VRu 、 VRv 、 VRw が、制御器6に入力される。

[0019] なお、各シャント抵抗は、負極側のスイッチング素子の正極側に直列接続されてもよい。また、電流検出回路5は、いずれか2相の負極側のスイッチング素子を流れる電流を検出するように構成されてもよい。この場合は、3相の巻線電流の合計値がゼロになることを利用し、制御器6は、2相の電流検出値に基づいて、残りの1相の電流を算出してもよい。例えば、電流検出回路5が、U相及びV相の電流 Iur 、 Ivr を検出し、制御器6は、W相の電流 Iwr を、 $Iwr = -Iur - Ivr$ により算出してもよい。

[0020] 1-4. 制御器6

制御器6は、インバータ4を介して交流回転機1を制御する。図1に示すように、制御器6は、回転検出部31、電流検出部32、電流座標変換部33、電流加算処理部34、電流指令値算出部35、電圧指令値算出部36、及びPWM制御部37等を備えている。制御器6の各機能は、制御器6が備えた処理回路により実現される。具体的には、制御器6は、図2に示すように、処理回路として、CPU (Central Processing Unit) 等の演算処理装置90 (コンピュータ)、演算処理装置90とデータのやり取りする記憶装置91、演算処理装置90に外部の信号を入力する入力回路92、及び演算処理装置90から外部に信号を出力する出力回路93等を備えている。

[0021] 演算処理装置90として、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が備えられてもよい。また、演算処理装置90として、同じ種類のもの又は異なる種類のものが複数備えられ、各処理が分担して実行されてもよい。記憶装置91として、演算処理装置90からデータを読み出し及び書き込みが可能に構成されたRAM (Random Access Memory)、演算処理装置90からデータを読み出し可能に構成されたROM (Read Only Memory) 等が備えられている。入力回路92は、回転検出回路2、電流検出

回路5等の各種のセンサ、スイッチが接続され、これらセンサ、スイッチの出力信号を演算処理装置90に入力するA/D変換器等を備えている。出力回路93は、スイッチング素子をオンオフ駆動するゲート駆動回路等の電気負荷が接続され、これら電気負荷に演算処理装置90から制御信号を出力する駆動回路等を備えている。

[0022] そして、制御器6が備える図1の各制御部31～37等の各機能は、演算処理装置90が、ROM等の記憶装置91に記憶されたソフトウェア（プログラム）を実行し、記憶装置91、入力回路92、及び出力回路93等の制御器6の他のハードウェアと協働することにより実現される。なお、各制御部31～37等が用いるゲイン、閾値等の設定データは、ソフトウェア（プログラム）の一部として、ROM等の記憶装置91に記憶されている。以下、制御器6の各機能について詳細に説明する。

[0023] <回転検出部31>

回転検出部31は、電気角でのロータの磁極位置 θ （ロータの回転角度 θ ）及び回転角速度 ω を検出する。本実施の形態では、回転検出部31は、回転検出回路2の出力信号に基づいて、ロータの磁極位置 θ （回転角度 θ ）及び回転角速度 ω を検出する。磁極位置は、ロータに設けられた永久磁石のN極の向きに設定される。なお、回転検出部31は、電流指令値に高調波成分を重畳することによって得られる電流情報等に基づいて、回転センサを用いずに、回転角度（磁極位置）を推定するように構成されてもよい（いわゆる、センサレス方式）。

[0024] <電流検出部32>

電流検出部32は、電流検出回路5の出力信号に基づいて、3相の巻線に流れる電流 I_{ur} 、 I_{vr} 、 I_{wr} を検出する。電流検出部32は、各相のシャント抵抗の両端電位差を、シャント抵抗の抵抗値で除算して、各相の巻線の電流 I_{ur} 、 I_{vr} 、 I_{wr} を検出する。

[0025] 電流検出回路5は、負極側のスイッチング素子を流れる電流を検出するので、電流検出部32は、負極側のスイッチング素子がオンになるタイミング

で、電流を検出する。また、後述するPWM制御部37において、キャリア周期 T_c 毎に負極側のスイッチング素子がオンにされる。よって、電流検出部32は、負極側のスイッチング素子がオンになる、キャリア周期 T_c の第1の自然数 A 倍の周期である電流検出周期 T_{ldt} ($=A \times T_c$)で、電流検出回路5の出力信号に基づいて、3相の巻線の電流 I_{ur} 、 I_{vr} 、 I_{wr} を検出する。本実施の形態では、電流検出回路5は、キャリア波 C_A が山の頂点になる電流検出周期 T_{ldt} 毎のタイミングで、電流を検出する。

[0026] <電流座標変換部33>

電流座標変換部33は、電流検出毎に、3相の巻線の電流検出値 I_{ur} 、 I_{vr} 、 I_{wr} を、 d 軸及び q 軸の座標系上の d 軸の電流検出値 I_{dr} 及び q 軸の電流検出値 I_{qr} に変換する。 d 軸及び q 軸の座標系は、ロータの磁極位置に同期して回転する2軸の回転座標系である。 d 軸は、磁極位置 θ (N極) の方向に定められ、 q 軸は、 d 軸より電気角で 90° 進んだ方向に定められる。具体的には、電流座標変換部33は、3相の電流検出値 I_{ur} 、 I_{vr} 、 I_{wr} を、磁極位置 θ に基づいて3相2相変換及び回転座標変換を行って、 d 軸の電流検出値 I_{dr} 及び q 軸の電流検出値 I_{qr} に変換する。

[0027] <電流加算処理部34>

詳細は後述するが、電流加算処理部34は、電流検出毎に、電流検出値に対して、電流加算処理を行って、電流加算処理後の電流検出値を算出する。本実施の形態では、電流加算処理部34は、 d 軸及び q 軸の電流検出値 I_{dr} 、 I_{qr} に対して、電流加算処理を行って、電流加算処理後の d 軸及び q 軸の電流検出値 I_{dr*} 、 I_{qr*} を算出する。

[0028] <電流指令値算出部35>

電流指令値算出部35は、 d 軸の電流指令値 I_{do} 及び q 軸の電流指令値 I_{qo} を算出する。本実施の形態では、電流指令値算出部35は、トルク指令値 T_{ref} 、電源電圧 V_{dc} 、及び回転角速度 ω 等に基づいて、 d 軸及び q 軸の電流指令値 I_{do} 、 I_{qo} を算出する。最大トルク電流制御、最大トルク電圧制御、弱め磁束制御、及び $I_d = 0$ 制御などの公知の電流ベクトル

制御方法に従って、 d 軸及び q 軸の電流指令値 I_{d0} 、 I_{q0} が算出される。例えば、 $I_d = 0$ 制御が行われる場合は、 d 軸の電流指令値 I_{d0} がゼロに設定され ($I_{d0} = 0$)、 q 軸の電流指令値 I_{q0} が、トルク指令値 T_{ref} に変換係数を乗算した値にされる。トルク指令値 T_{ref} は、制御器 6 内で演算されてもよいし、外部の制御装置から伝達されてもよい。

[0029] <電圧指令値算出部 36>

電圧指令値算出部 36 は、電流検出毎に、電流の検出値が、電流指令値に近づくように、3 相の電圧指令値 V_{u0} 、 V_{v0} 、 V_{w0} を変化させる。本実施の形態では、電圧指令値算出部 36 は、 dq 軸電圧指令値算出部 361、電圧座標変換部 362、及び変調部 363 を備えている。

[0030] dq 軸電圧指令値算出部 361 は、電流加算処理後の d 軸の電流検出値 I_{dr*} が d 軸の電流指令値 I_{d0} に近づき、電流加算処理後の q 軸の電流検出値 I_{qr*} が q 軸の電流指令値 I_{q0} に近づくように、 d 軸の電圧指令値 V_{d0} 及び q 軸の電圧指令値 V_{q0} を、PI 制御等により変化させる電流フィードバック制御を行う。なお、 d 軸電流と q 軸電流の非干渉化のため等のフィードフォワード制御が行われてもよい。

[0031] 電圧座標変換部 362 は、 d 軸及び q 軸の電圧指令値 V_{d0} 、 V_{q0} を、磁極位置 θ に基づいて、固定座標変換及び 2 相 3 相変換を行って、座標変換後の 3 相の電圧指令値 V_{u0c} 、 V_{v0c} 、 V_{w0c} に変換する。この座標変換後の 3 相の電圧指令値 V_{u0c} 、 V_{v0c} 、 V_{w0c} は、正弦波になる。

[0032] 変調部 363 は、正弦波の座標変換後の 3 相の電圧指令値 V_{u0c} 、 V_{v0c} 、 V_{w0c} に対して変調を加えて、最終的な 3 相の電圧指令値 V_{u0} 、 V_{v0} 、 V_{w0} を算出する。変調部 363 は、座標変換後の 3 相の電圧指令値に対して、3 相の電圧指令値の線間電圧を維持しつつ、3 相の電圧指令値の振幅を低減する振幅低減変調を加える。

[0033] 本実施の形態では、変調部 363 は、3 相の電圧指令値の平均値が、キャリア波 CA の振動中心値よりも小さくなるように、3 相の電圧指令値を等し

くオフセットする振幅低減変調を加える。変調部363は、次式に示すように、座標変換後の3相の電圧指令値 V_{uoc} 、 V_{voc} 、 V_{woc} の最小値 V_{min} を判定し、最小値 V_{min} に電源電圧 V_{dc} の半分値を加算してオフセット電圧 V_{off} を算出し、座標変換後の3相の電圧指令値 V_{uoc} 、 V_{voc} 、 V_{woc} からオフセット電圧 V_{off} を減算して、3相の電圧指令値 V_{uo} 、 V_{vo} 、 V_{wo} を算出する。

$$\begin{aligned} V_{min} &= \text{MIN}(V_{uoc}, V_{voc}, V_{woc}) \\ V_{off} &= 0.5 \times V_{dc} + V_{min} \\ V_{uo} &= V_{uoc} - V_{off} \quad \dots (1) \\ V_{vo} &= V_{voc} - V_{off} \\ V_{wo} &= V_{woc} - V_{off} \end{aligned}$$

[0034] 式(1)の振幅低減変調の挙動を図3に示す。上段のグラフに座標変換後の3相の電圧指令値 V_{uoc} 、 V_{voc} 、 V_{woc} を示す。座標変換後の3相の電圧指令値 V_{uoc} 、 V_{voc} 、 V_{woc} は、 $-V_{dc}/2$ から $+V_{dc}/2$ の範囲を超過しており、電圧飽和が生じている。一方、振幅低減変調後の3相の電圧指令値 V_{uo} 、 V_{vo} 、 V_{wo} では、電圧が最も小さい相の電圧指令値が、 $-V_{dc}/2$ に一致するように、オフセットされており、電圧飽和の発生が防止できている。

[0035] <変調方式によるトルク変動の差異>

図4に、特許文献1のように、電圧が最も大きい相の電圧指令値が、 $+V_{dc}/2$ に一致するように、オフセットさせた場合の比較例に係る出力トルクの挙動を示す。一方、図5に、本実施の形態において、電圧が最も小さい相の電圧指令値が、 $-V_{dc}/2$ に一致するように、オフセットさせた場合の出力トルクの挙動を示す。図4及び図5において、上段のグラフに、変調後の3相の電圧指令値 V_{uo} 、 V_{vo} 、 V_{wo} を示している。中段のグラフに、3相巻線に流れる3相電流 I_u 、 I_v 、 I_w を示している。下段のグラフに、交流回転機1の出力トルクを示している。

[0036] 図4の比較例及び図5の本実施の形態においても、出力トルクに3次のリ

リップル成分が重畳している。しかし、図4の比較例の場合の方が、本実施の形態の場合よりも、3次のリップル成分の振幅が約3倍大きくなっている。これは、本実施の形態のように、シャント抵抗が負極側のスイッチング素子に直列接続されたインバータでは、正極側のスイッチング素子のオン時のインバータ内の電圧降下よりも、負極側のスイッチング素子のオン時のインバータ内の電圧降下が大きくなり、両者がアンバランスになるためである。詳しい説明を省略するが、このアンバランスにより、結果として、特許文献1のような比較例の場合では、3次のリップル成分の振幅が大きくなるので、本実施の形態の変調方式が望ましい。しかし、後述するように、本実施の形態の変調方式では、負極側のスイッチング素子のオン期間が短くなる場合があり、リングングによる電流検出誤差が生じるので、電流加算処理によりその対策が取られている。

[0037] <PWM制御部37>

PWM制御部37は、3相の電圧指令値 V_{uo} 、 V_{vo} 、 V_{wo} のそれぞれとキャリア周期 T_c で振動するキャリア波 CA とを比較することにより、スイッチング素子をオンオフ制御する。キャリア波 CA は、キャリア周期 T_c で0を中心に電源電圧の半分値 $V_{dc}/2$ の振幅で振動する三角波とされている。

[0038] 図6に示すように、PWM制御部37は、各相について、キャリア波 CA が電圧指令値を下回った場合は、正極側のスイッチング素子のスイッチング信号 GP をオン（本例では、1）して、正極側のスイッチング素子をオンし、キャリア波 CA が電圧指令値を上回った場合は、正極側のスイッチング素子のスイッチング信号 GP をオフ（本例では、0）して、正極側のスイッチング素子をオフする。一方、PWM制御部37は、各相について、キャリア波 CA が電圧指令値を下回った場合は、負極側のスイッチング素子のスイッチング信号 GN をオフ（本例では、0）して、負極側のスイッチング素子をオフして、負極側のスイッチング素子をオフし、キャリア波 CA が電圧指令値を上回った場合は、負極側のスイッチング素子のスイッチング信号 GN を

オン（本例では、1）して、負極側のスイッチング素子をオンする。なお、各相について、正極側のスイッチング素子のオン期間と負極側のスイッチング素子のオン期間との間には、正極側及び負極側のスイッチング素子の双方をオフにする短絡防止期間（デッドタイム）が設けられてもよい。

[0039] 図6に示すように、キャリア波C Aの山の頂点を中心にした区間Dにおいて、3相全ての負極側のスイッチング信号G N_u、G N_v、G N_wがオンになっており、この区間Dにおいて、電流検出回路5により3相の巻線に流れる電流を検出できる。本実施の形態では、上述したように、電流検出部32は、キャリア波C Aの山の頂点のタイミングで、電流を検出するように構成されている。図6の例では、第1の自然数Aは1に設定され、電流検出周期T_{ldt}は、キャリア周期T_cの1倍の周期に設定され、全てのキャリア波C Aの山の頂点で、電流が検出される。

[0040] 或いは、図7に示すように、第1の自然数Aは2に設定され、電流検出周期T_{ldt}は、キャリア周期T_cの2倍の周期に設定され、1つおきのキャリア波C Aの山の頂点で、電流が検出されてもよい。

[0041] <リングングによる電流の検出誤差>

図8に示すように、スイッチング素子をオンした直後、電流が振動するリングングと呼ばれる現象が生じる。いずれかの相に生じたリングングは、他の相の電流にも影響する。例えば、リングングは、スイッチング素子のオン後、数 μ sの間生じる。電圧指令値が大きくなるに従って、負極側のスイッチング素子のオン期間が短くなる。オン期間が、リングングの発生期間の2倍値よりも短くなると、電流の検出タイミングが、リングングに重なり、各相の電流検出値に検出誤差が生じる。

[0042] 例えば、図9の例では、U相の電圧指令値V_{uo}が、電源電圧の半分値V_{dc}/2に近い大きな値になっている。その結果、U相の負極側のスイッチング信号G N_uのオン期間が短くなり、U相の電流検出値I_{ur}にリングングによる検出誤差が生じる。また、他のV相及びW相の電流検出値I_{vr}、I_{wr}にも、U相の電流のリングングの影響により、検出誤差が生じる。

[0043] なお、電流検出部 32 は、いずれかの相の負極側のスイッチング素子のオン期間が、予め設定された閾値（例えば、 $5\mu s$ ）よりも短い場合は、他の 2 相の電流検出値に基づいて、オン期間が閾値より短くなった相の電流検出値を算出してもよい。例えば、U 相の負極側のスイッチング信号 $G N u$ のオン期間が閾値よりも短い場合は、 $I u r = -I v r - I w r$ により、U 相の電流検出値 $I u r$ を算出してもよい。この場合でも、他の 2 相の電流検出値にもリングングによる検出誤差が生じるため、リングングによる検出誤差をゼロにできない。

[0044] 図 10 に、電流加算処理部 34 による電流加算処理を行わない比較例における制御挙動を示す。回転角速度が増加するに従って、3 相の電圧指令値の振幅が増加していく。時刻 $t 01$ までは、3 相の電圧指令値の振幅最大値が、電源電圧の半分値 $V d c / 2$ よりも低く、リングングの影響による電流検出誤差が生じておらず、q 軸の電流検出値 $I q r$ にノイズ成分があまり生じていない。時刻 $t 01$ から時刻 $t 02$ まで、3 相の電圧指令値の振幅最大値が、電源電圧の半分値 $V d c / 2$ に近づくに従って、リングングの影響による電流検出誤差が次第に増加し、q 軸の電流検出値 $I q r$ のノイズ成分が次第に増加している。

[0045] 時刻 $t 03$ 以降は、ノイズの発生挙動を観察するため、回転角速度の増加を止め、一定の条件に設定している。時刻 $t 03$ 以降の所定の期間を拡大した図を下側に示している。この図に示すように、変調後の 3 相の電圧指令値の最大値が、電源電圧の半分値 $V d c / 2$ に到達しており、負極側のスイッチング素子のオン期間が短くなる期間が生じ、リングングによる電流検出誤差が生じる状態になっている。その結果、3 相の電流検出値を座標変換した q 軸の電流検出値 $I q r$ のノイズ成分が大きくなっていることがわかる。なお、図示していないが、同様に、d 軸の電流検出値 $I d r$ のノイズ成分も大きくなる。

[0046] そして、ノイズ成分の重畳した d 軸及び q 軸の電流検出値 $I d r$ 、 $I q r$ を用いて電流フィードバック制御を行うと、3 相の電圧指令値 $V u o$ 、 $V v$

o、 V_{wo} にノイズ成分が重畳し、交流回転機1の出力トルクにリップル成分が重畳する。

[0047] このリングングによる電流検出値のノイズ成分に対する対策として、次の(A)、(B)が考えられる。

(A) d q軸の電流フィードバック制御の応答速度を低下させ、d軸及びq軸の電流検出値 I_{dr} 、 I_{qr} のノイズ成分に対する感度を低下させ、3相の電圧指令値にノイズ成分が重畳しないようにする。

(B) 図4に示したように、本実施の形態とは逆に、座標変換後の3相の電圧指令値 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} の最大相の電圧指令値を、電源電圧の半分値 $V_{dc}/2$ に一致させる変調を加える。

[0048] 対策(A)では、電流フィードバック制御の応答速度を低下させると、電流フィードバック制御の追従性能が悪化するため、選択できない。対策(B)では、3相の電圧指令値が、 $V_{dc}/2$ に一致している期間では、負極側のスイッチング素子が常時オフになるため、リングングが生じないが、上述したように、負極側のスイッチング素子にシャント抵抗が直列接続されたインバータでは、3次のトルクリップル成分が大きくなるため、選択できない。

[0049] <交流回転機の機械的な共振周期と、電流検出値のノイズ成分>

そのため、本実施の形態では、対策(A)、(B)ではなく、電流加算処理部34の電流加算処理が行われる。図11は、電流のノイズ成分に対する、交流回転機1の騒音の感度特性の測定結果である。縦軸のゲインが大きいほど、電流のノイズ成分の振幅に対して、交流回転機1の騒音が大きくなる。この交流回転機1では、2500Hz近傍にピークが存在する。これは、交流回転機1のフレームの機械的な共振周波数が2500Hz付近（共振周期 T_r は、400 μs ）であることによる。

[0050] なお、交流回転機1の機械的な共振は、交流回転機1のフレーム、或いは交流回転機1、インバータ4、及び制御器6が一体となったパワーパック、或いはフレーム又はパワーパックとギヤ機構とを含む動力装置等において生

じる。

[0051] 電流検出値のノイズ成分に含まれる様々な周波数のうち、交流回転機 1 の機械的な共振周波数に近い周波数のノイズ成分は、交流回転機 1 の騒音になりやすい。よって、電流検出値に含まれる交流回転機 1 の機械的な共振周期 T_r の成分を低減することが望まれる。

[0052] <電流加算処理>

電流加算処理の原理について説明する。図 12 に、電流検出値に含まれる共振周期 T_r の成分の模式的な波形を示す。電流検出値の共振周期 T_r の成分は、共振周期の半周期 $T_r/2$ で、位相が反転する。よって、今回検出した電流検出値と、共振周期の半周期 $T_r/2$ 前に検出した電流検出値とを加算することで、電流検出値の共振周期 T_r の成分を相殺することができる。

[0053] そこで、電流加算処理部 34 は、今回検出した電流検出値と、電流検出周期 T_{ldt} の第 2 の自然数 B 倍の周期である加算周期 T_{add} ($= B \times T_{ldt}$) 前に検出した電流検出値とを加算する電流加算処理を行って、電流加算処理後の電流検出値を算出する。第 2 の自然数 B は、加算周期 T_{add} が、交流回転機 1 の機械的な共振周期の半周期 $T_r/2$ に最も近づく自然数に設定されている。

[0054] 理想的には、第 2 の自然数 B は、加算周期 T_{add} が、共振周期の半周期 $T_r/2$ に一致する自然数に設定されればよいが、一致しない場合は、キャリア周期 T_c を変化させる必要がある。上記のように、第 2 の自然数 B が、加算周期 T_{add} が共振周期の半周期 $T_r/2$ に最も近づく自然数に設定されれば、加算周期 T_{add} と共振周期の半周期 $T_r/2$ との近さに応じて、電流検出値の共振周期 T_r の成分の低減効果がある。

[0055] 低減効果を生じるためには、次式に示すように、加算周期 T_{add} は、共振周期の $1/4$ 周期 $T_r/4$ から共振周期の $3/4$ 周期 $T_r \times 3/4$ の間に設定されればよい。

$$T_r/4 < T_{add} < T_r \times 3/4 \quad \dots (2)$$

[0056] 例えば、次式に示すように、共振周期 T_r が $400 \mu s$ であり、キャリア

周期 T_c が $50 \mu s$ であり、第 1 の自然数 A が 2 であり、電流検出周期 T_{ldt} が $100 \mu s$ である場合は、第 2 の自然数 B が 2 に設定され、加算周期 T_{add} は、共振周期の半周期 $200 \mu s$ に一致する $200 \mu s$ に設定される。なお、加算周期 T_{add} は、共振周期の半周期 $T_r / 2$ に一致していなくてもよい。

$$T_r = 400 \mu s$$

$$T_c = 50 \mu s \quad \dots (3)$$

$$T_{ldt} = A \times T_c = 2 \times 50 \mu s = 100 \mu s$$

$$T_{add} = B \times T_{ldt} = 2 \times 100 \mu s = 200 \mu s$$

[0057] 本実施の形態では、電流加算処理部 34 は、今回の電流検出において算出した d 軸及び q 軸の電流検出値 I_{dr} 、 I_{qr} と、加算周期 T_{add} 前の電流検出において算出した d 軸及び q 軸の電流検出値 I_{dr} 、 I_{qr} と、をそれぞれ加算する電流加算処理を行って、電流加算処理後の d 軸及び q 軸の電流検出値 I_{dr}^* 、 I_{qr}^* を算出する。

[0058] 本実施の形態では、電流加算処理部 34 は、次式に示すように、今回の電流検出において算出した d 軸の電流検出値 I_{dr} と、加算周期 T_{add} 前の電流検出において算出した d 軸の電流検出値 I_{dr} とを加算して、 d 軸電流の加算値 $S_{I_{dr}}$ を算出し、 d 軸電流の加算値 $S_{I_{dr}}$ に 0.5 を乗算して、電流加算処理後の d 軸の電流検出値 I_{dr}^* を算出する。電流加算処理部 34 は、次式に示すように、今回の電流検出において算出した q 軸の電流検出値 I_{qr} と、加算周期 T_{add} 前の電流検出において算出した q 軸の電流検出値 I_{qr} とを加算して、 q 軸電流の加算値 $S_{I_{qr}}$ を算出し、 q 軸電流の加算値 $S_{I_{qr}}$ に 0.5 を乗算して、電流加算処理後の q 軸の電流検出値 I_{qr}^* を算出する。

$$S_{I_{dr}}(t) = I_{dr}(t) + I_{dr}(t - T_{add})$$

$$I_{dr}^*(t) = 0.5 \times S_{I_{dr}}(t) \quad \dots (4)$$

$$S_{I_{qr}}(t) = I_{qr}(t) + I_{qr}(t - T_{add})$$

$$I_{qr}^*(t) = 0.5 \times S_{I_{qr}}(t)$$

[0059] 電流加算処理により、加算周期 T_{add} の2倍周期の成分が相殺されるが、加算周期 T_{add} の2倍周期以外の成分が2倍になる。そのため、加算値を0.5倍することにより、共振周期 T_r に対応して設定された加算周期 T_{add} の2倍周期の成分を低減した、d軸及びq軸の電流検出値 I_{dr*} 、 I_{qr*} を算出することができる。

[0060] 本実施の形態では、図13に示すように、電流加算処理部34は、d軸電流の遅延器34a、d軸電流の加算器34b、d軸電流のゲイン乗算器34c、q軸電流の遅延器34d、q軸電流の加算器34e、及びq軸電流のゲイン乗算器34fを備えている。電流加算処理部34は、電流検出周期 T_{ldt} 毎に動作する離散制御器であり、演算周期は、電流検出周期 T_{ldt} である。

[0061] d軸電流の遅延器34a及びd軸電流の加算器34bには、今回の演算周期（電流検出周期 T_{ldt} ）で検出されたd軸の電流検出値 I_{dr} が入力される。d軸電流の遅延器34aは、入力されたd軸の電流検出値 I_{dr} を、加算周期 T_{add} だけ遅延して出力する。d軸電流の遅延器34aは、第2の自然数B個の遅延器を有しており、今回の演算周期で、第2の自然数Bの演算周期（電流検出周期 T_{ldt} ）前に入力されたd軸の電流検出値 I_{dr} を出力する。d軸電流の加算器34bは、今回の演算周期で検出されたd軸の電流検出値 I_{dr} と、d軸電流の遅延器34aから出力された、加算周期 T_{add} 前に検出されたd軸の電流検出値 I_{dr} とを加算し、d軸電流の加算値 $S_{I_{dr}}$ を出力する。d軸電流のゲイン乗算器34cは、d軸電流の加算値 $S_{I_{dr}}$ にゲイン0.5を乗算して、電流加算処理後のd軸の電流検出値 I_{dr*} を出力する。

[0062] q軸電流の遅延器34d及びq軸電流の加算器34eには、今回の演算周期（電流検出周期 T_{ldt} ）で検出されたq軸の電流検出値 I_{qr} が入力される。q軸電流の遅延器34dは、入力されたq軸の電流検出値 I_{qr} を、加算周期 T_{add} だけ遅延して出力する。q軸電流の遅延器34dは、第2の自然数B個の遅延器を有しており、今回の演算周期で、第2の自然数Bの

演算周期（電流検出周期 T_{ldt} ）前に入力された q 軸の電流検出値 I_{qr} を出力する。 q 軸電流の加算器 34 e は、今回の演算周期で検出された q 軸の電流検出値 I_{qr} と、 q 軸電流の遅延器 34 d から出力された、加算周期 T_{add} 前に検出された q 軸の電流検出値 I_{qr} とを加算し、 q 軸電流の加算値 $S_{I_{qr}}$ を出力する。 q 軸電流のゲイン乗算器 34 f は、 q 軸電流の加算値 $S_{I_{qr}}$ にゲイン 0.5 を乗算して、電流加算処理後の q 軸の電流検出値 I_{qr*} を出力する。

[0063] 2. 実施の形態 2

実施の形態 2 に係る制御装置 10 について説明する。上記の実施の形態 1 と同様の構成部分は説明を省略する。本実施の形態に係る交流回転機 1 及び制御装置 10 の基本的な構成は実施の形態 1 と同様であるが、電流加算処理の処理が実施の形態 1 と異なる。

[0064] 実施の形態 1 では、常時、電流加算処理が行われるように構成されていた。しかし、本実施の形態では、必要な場合のみ、電流加算処理が行われるように構成される。

[0065] 電流加算処理部 34 は、いずれかの相の負極側のスイッチング素子のキャリア周期 T_c 内のオン期間が、予め設定された閾値 T_{th} を下回る場合は、電流加算処理後の電流検出値に基づいて、3 相の電圧指令値を算出し、いずれの相の負極側のスイッチング素子のキャリア周期 T_c 内のオン期間も、閾値 T_{th} を下回らない場合は、今回検出した電流検出値に基づいて、3 相の電圧指令値を算出する。

[0066] <フローチャート>

例えば、電流加算処理部 34 は、図 14 に示すフローチャートのように構成される。ステップ S21 で、電流加算処理部 34 は、次式に示すように、3 相各相の負極側のスイッチング素子のキャリア周期 T_c 内のオン期間 T_{Gnu} 、 T_{Gnv} 、 T_{Gnw} の中の最小値 T_{on_min} を判定する。

$$T_{on_min} = \text{MIN}(T_{Gnu}, T_{Gnv}, T_{Gnw})$$

・・・ (5)

[0067] 例えば、電流加算処理部34は、3相の電圧指令値 V_{uo} 、 V_{vo} 、 V_{wo} と電源電圧 V_{dc} とに基づいて、各相の負極側のスイッチング素子のオン期間 T_{Gnu} 、 T_{Gnv} 、 T_{Gnw} を算出する。

[0068] そして、ステップS22で、電流加算処理部34は、最小値 T_{on_min} が、閾値 T_{th} を下回っているか否かを判定し、下回っている場合は、ステップS23に進み、下回っていない場合は、ステップS24に進む。ステップS23で、電流加算処理部34は、実施の形態1と同様に算出した、電流加算処理後のd軸及びq軸の電流検出値 I_{dr}^* 、 I_{qr}^* を電圧指令値算出部36に出力する。一方、ステップS24で、電流加算処理部34は、電流加算処理を行っていないd軸及びq軸の電流検出値 I_{dr} 、 I_{qr} を電圧指令値算出部36に出力する。

[0069] 例えば、閾値 T_{th} は、キャリア周期 $T_c = 50 \mu s$ である場合、 $1.5 \mu s$ から $9.5 \mu s$ の範囲内に設定される。

[0070] このように、いずれか1相の負極側のスイッチング素子のオン期間が閾値 T_{th} よりも短くなり、電流検出タイミングでリングングが生じる可能性が高い場合に、電流加算処理を行って、共振周期 T_r の成分を低減し、騒音を低減する。一方、全ての相の負極側のスイッチング素子のオン期間が閾値 T_{th} よりも長くなると、電流検出タイミングでリングングが生じる可能性が低く、電流検出値の乱れは小さい。よって、過去の電流検出値を加算する電流加算処理を行わず、電流検出値の位相が遅れないようにできる。

[0071] <ブロック図>

電流加算処理部34をブロック図で示すと、図15のようになる。電流加算処理部34は、図13に示したd軸電流の遅延器34aからq軸電流のゲイン乗算器34fに加えて、切り替え判定器34g、d軸電流の切換え器34h、及びq軸電流の切換え器34iを備えている。d軸電流の遅延器34aからq軸電流のゲイン乗算器34fは、実施の形態1と同様であるので、説明を省略する。

[0072] 切り替え判定器34gは、図14のステップS21及びステップS22と

同様の処理を行って、いずれかの相の負極側のスイッチング素子のキャリア周期 T_c 内のオン期間が、閾値 T_{th} を下回るか否かを判定する。

[0073] d 軸電流の切換え器 34 h は、切り替え判定器 34 g において閾値 T_{th} を下回ると判定された場合は、d 軸電流のゲイン乗算器 34 c から出力された電流加算処理後の d 軸の電流検出値 I_{dr}^* を出力し、切り替え判定器 34 g において閾値 T_{th} を下回らないと判定された場合は、今回の演算周期で検出された d 軸の電流検出値 I_{dr} を出力する。d 軸電流の切換え器 34 h の出力値は、電圧指令値算出部 36 に入力される。

[0074] q 軸電流の切換え器 34 i は、切り替え判定器 34 g において閾値 T_{th} を下回ると判定された場合は、q 軸電流のゲイン乗算器 34 f から出力された電流加算処理後の q 軸の電流検出値 I_{qr}^* を出力し、切り替え判定器 34 g において閾値 T_{th} を下回らないと判定された場合は、今回の演算周期で検出された q 軸の電流検出値 I_{qr} を出力する。q 軸電流の切換え器 34 i の出力値は、電圧指令値算出部 36 に入力される。

[0075] 3. 実施の形態 3

実施の形態 3 に係る制御装置 10 について説明する。上記の実施の形態 1 と同様の構成部分は説明を省略する。本実施の形態に係る交流回転機 1 及び制御装置 10 の基本的な構成は実施の形態 1 と同様であるが、電流加算処理の処理が実施の形態 1 と異なる。

[0076] 加算周期 T_{add} が、共振周期の半周期 $T_r / 2$ に一致していない場合は、実施の形態 1 の方法では、電流検出値から共振周期 T_r の成分を十分に低減できない場合がある。例えば、図 16 に、電流検出値に含まれる共振周期 T_r の成分の模式的な波形を示す。本例では、交流回転機 1 の機械的な共振周期 T_r は、 $330 \mu s$ であり、電流検出周期 T_{ldt} は、 $100 \mu s$ である。加算周期 T_{add} が共振周期の半周期 $165 \mu s$ に最も近くなるように、第 2 の自然数 B は 2 に設定され、加算周期 T_{add} は、電流検出周期 T_{ldt} の 2 倍の $200 \mu s$ に設定されている。加算周期 T_{add} は、共振周期の半周期 $T_r / 2$ に一致しておらず、その差は、 $35 \mu s$ と大きくなってい

る。

[0077] そこで、本実施の形態では、電流加算処理部34は、今回検出した電流検出値と、加算周期 T_{add} 前に検出した電流検出値と、電流検出周期 T_{idt} の第3の自然数 C 倍の周期である追加加算周期 T_{adda} 前に検出した電流検出値と、を加算する電流加算処理を行って、電流加算処理後の電流検出値を算出する。第3の自然数 C は、追加加算周期 T_{adda} が、交流回転機の機械的な共振周期の半周期 $T_r/2$ に2番目に近づく自然数に設定されている。

[0078] 図16の例では、追加加算周期 T_{adda} が共振周期の半周期 $165\mu s$ に2番目に近くなるように、第3の自然数 C は1に設定され、追加加算周期 T_{adda} は、電流検出周期 T_{idt} の1倍の $100\mu s$ に設定される。

[0079] このように、加算周期 T_{add} が共振周期の半周期 $T_r/2$ に一致していない場合でも、共振周期の半周期 $T_r/2$ を、加算周期 T_{add} と追加加算周期 T_{adda} との間に挟むことができる。加算周期 T_{add} 前に検出した電流検出値と追加加算周期 T_{adda} 前に検出した電流検出値とを加算することにより、電流検出値の共振周期 T_r の成分をより効果的に打ち消すことができる。

[0080] 本実施の形態では、電流加算処理部34は、次式に示すように、今回の電流検出において算出したd軸の電流検出値 I_{dr} と、加算周期 T_{add} 前の電流検出において算出したd軸の電流検出値 I_{dr} と、追加加算周期 T_{adda} 前の電流検出において算出したd軸の電流検出値 I_{dr} にゲイン K_{ad} を乗算した値と、を加算して、d軸電流の加算値 $S_{I_{dr}}$ を算出し、d軸電流の加算値 $S_{I_{dr}}$ に、 $1/(2+K_{ad})$ を乗算して、電流加算処理後のd軸の電流検出値 I_{dr*} を算出する。電流加算処理部34は、次式に示すように、今回の電流検出において算出したq軸の電流検出値 I_{qr} と、加算周期 T_{add} 前の電流検出において算出したq軸の電流検出値 I_{qr} と、追加加算周期 T_{adda} 前の電流検出において算出したq軸の電流検出値

I_{qr} にゲイン K_{ad} を乗算した値と、を加算して、 q 軸電流の加算値 $S I_{qr}$ を算出し、 q 軸電流の加算値 $S I_{qr}$ に、 $1 / (2 + K_{ad})$ を乗算して、電流加算処理後の q 軸の電流検出値 I_{qr}^* を算出する。ゲイン K_{ad} は、打ち消し効果が良好になるように調整される。

$$\begin{aligned} S I_{dr}(t) &= I_{dr}(t) + I_{dr}(t - T_{add}) \\ &\quad + K_{ad} \times I_{dr}(t - T_{add}) \\ I_{dr}^*(t) &= 1 / (2 + K_{ad}) \times S I_{dr}(t) \quad \cdots (6) \\ S I_{qr}(t) &= I_{qr}(t) + I_{qr}(t - T_{add}) \\ &\quad + K_{ad} \times I_{qr}(t - T_{add}) \\ I_{qr}^*(t) &= 1 / (2 + K_{ad}) \times S I_{qr}(t) \end{aligned}$$

[0081] 本実施の形態では、図17に示すように、電流加算処理部34は、 d 軸電流の遅延器34j、 d 軸電流の追加遅延器34k、 d 軸追加遅延器のゲイン乗算器34l、 d 軸電流の第1加算器34m、 d 軸電流の第2加算器34n、 d 軸電流のゲイン乗算器34o、 q 軸電流の遅延器34p、 q 軸電流の追加遅延器34q、 q 軸追加遅延器のゲイン乗算器34r、 q 軸電流の第1加算器34s、 q 軸電流の第2加算器34t、及び q 軸電流のゲイン乗算器34uを備えている。電流加算処理部34は、電流検出周期 T_{ldt} 毎に動作する離散制御器であり、演算周期は、電流検出周期 T_{ldt} である。

[0082] d 軸電流の遅延器34j、 d 軸電流の追加遅延器34k、及び d 軸電流の第1加算器34mには、今回の演算周期（電流検出周期 T_{ldt} ）で検出された d 軸の電流検出値 I_{dr} が入力される。 d 軸電流の遅延器34jは、入力された d 軸の電流検出値 I_{dr} を、加算周期 T_{add} だけ遅延して出力する。 d 軸電流の遅延器34jは、第2の自然数 B 個の遅延器を有しており、今回の演算周期で、第2の自然数 B の演算周期（電流検出周期 T_{ldt} ）前に入力された d 軸の電流検出値 I_{dr} を出力する。 d 軸電流の追加遅延器34kは、入力された d 軸の電流検出値 I_{dr} を、追加加算周期 T_{add} だけ遅延して出力する。 d 軸電流の追加遅延器34kは、第3の自然数 C 個の遅延器を有しており、今回の演算周期で、第3の自然数 C の演算周期（電

流検出周期 T_{ldt}) 前に入力された d 軸の電流検出値 I_{dr} を出力する。
d 軸追加遅延器のゲイン乗算器 34 l は、d 軸電流の追加遅延器 34 k の出力値をゲイン K_{ad} 倍する。d 軸電流の第 2 加算器 34 n は、d 軸電流の遅延器 34 j の出力値と d 軸追加遅延器のゲイン乗算器 34 l の出力値とを加算する。d 軸電流の第 1 加算器 34 m は、今回の演算周期で検出された d 軸の電流検出値 I_{dr} と d 軸電流の第 2 加算器 34 n の出力値とを加算して、d 軸電流の加算値 S_{ldr} を出力する。d 軸電流のゲイン乗算器 34 o は、d 軸電流の加算値 S_{ldr} にゲイン $1 / (2 + K_{ad})$ を乗算して、電流加算処理後の d 軸の電流検出値 I_{dr}^* を出力する。

[0083] q 軸電流の遅延器 34 p、q 軸電流の追加遅延器 34 q、及び q 軸電流の第 1 加算器 34 s には、今回の演算周期（電流検出周期 T_{ldt} ）で検出された q 軸の電流検出値 I_{qr} が入力される。q 軸電流の遅延器 34 p は、入力された q 軸の電流検出値 I_{qr} を、加算周期 T_{add} だけ遅延して出力する。q 軸電流の遅延器 34 p は、第 2 の自然数 B 個の遅延器を有しており、今回の演算周期で、第 2 の自然数 B の演算周期（電流検出周期 T_{ldt} ）前に入力された q 軸の電流検出値 I_{qr} を出力する。q 軸電流の追加遅延器 34 q は、入力された q 軸の電流検出値 I_{qr} を、追加加算周期 T_{addad} だけ遅延して出力する。q 軸電流の追加遅延器 34 q は、第 3 の自然数 C 個の遅延器を有しており、今回の演算周期で、第 3 の自然数 C の演算周期（電流検出周期 T_{ldt} ）前に入力された q 軸の電流検出値 I_{qr} を出力する。
q 軸追加遅延器のゲイン乗算器 34 r は、q 軸電流の追加遅延器 34 q の出力値をゲイン K_{ad} 倍する。q 軸電流の第 2 加算器 34 t は、q 軸電流の遅延器 34 p の出力値と q 軸追加遅延器のゲイン乗算器 34 r の出力値とを加算する。q 軸電流の第 1 加算器 34 s は、今回の演算周期で検出された q 軸の電流検出値 I_{qr} と q 軸電流の第 2 加算器 34 t の出力値とを加算して、q 軸電流の加算値 S_{lqr} を出力する。q 軸電流のゲイン乗算器 34 u は、q 軸電流の加算値 S_{lqr} にゲイン $1 / (2 + K_{ad})$ を乗算して、電流加算処理後の q 軸の電流検出値 I_{qr}^* を出力する。

[0084] <ノイズの低減効果>

加算周期 T_{add} が、共振周期の半周期 $T_r / 2$ に一致していない図 16 の場合において、ゲイン K_{ad} を 0 に設定し、加算周期 T_{add} 前に検出した電流検出値の加算を行うが、追加加算周期 T_{add} 前に検出した電流検出値の加算を行わない場合を説明する。図 18 に、q 軸の電流検出値 I_q に含まれるノイズ成分から、実際の 3 相の巻線電流を d 軸及び q 軸の座標系に変換した q 軸電流に含まれるノイズ成分までの伝達特性を示す。横軸は、ノイズ成分の周波数であり、縦軸はゲインである。図 18 には、 $K_{ad} = 0$ の場合の電流加算処理を行った場合の伝達特性と、電流加算処理を行わない場合の伝達特性と、電流加算処理を行わず、電流フィードバック制御の応答速度を低下した場合（カットオフ周波数を $1 / 10$ ）の伝達特性とを示している。なお、応答速度を低下させない場合は、電流フィードバック制御のカットオフ周波数は 600 Hz であり、応答速度を低下させる場合は、電流フィードバック制御のカットオフ周波数は 60 Hz である。また、電流検出周期 T_{ldt} が $100 \mu\text{s}$ であるため、ナイキスト周波数は、サンプリング周波数の $1 / 2$ の 5000 Hz である。

[0085] 周波数 1200 Hz 以上において、電流加算処理を行わない場合のゲインに比べて、 $K_{ad} = 0$ の電流加算処理を行う場合のゲインの方が低くなっており、ノイズ低減性能が向上している。周波数 2500 Hz 以上において、 $K_{ad} = 0$ の電流加算処理を行う場合のゲインが、0 から増加しており、周波数 3000 Hz において、 $K_{ad} = 0$ の電流加算処理を行う場合のゲインは、0.03 になっているが、電流フィードバック制御の応答速度を低下した場合のゲインは、ほぼ 0 になっている。よって、 $K_{ad} = 0$ の電流加算処理を行う場合のノイズ低減性能は、電流フィードバック制御の応答速度を低下した場合よりも劣っている。

[0086] ゲイン K_{ad} を 0 より大きく設定し、加算周期 T_{add} 前に検出した電流検出値の加算に加えて、追加加算周期 T_{add} 前に検出した電流検出値の加算を行う場合を説明する。図 19 に、 $K_{ad} = 0.25$ の場合の電流加

算処理を行った場合の伝達特性と、電流加算処理を行わない場合の伝達特性と、電流加算処理を行わず、電流フィードバック制御の応答速度を低下した場合（カットオフ周波数を $1/10$ ）の伝達特性とを示している。

[0087] $K_{ad} = 0.25$ の電流加算処理を行う場合は、周波数 2500 Hz 以上において、ゲインの増加を抑制できており、周波数 3000 Hz において、ゲインをほぼ 0 になっており、電流フィードバック制御の応答速度を低下した場合と同等のノイズ低減性能を実現できている。よって、加算周期 T_{add} が、共振周期の半周期 $T_r/2$ に一致していない場合においても、共振周期の半周期 $T_r/2$ に 2 番目に近い追加加算周期 T_{add} 前に検出した電流検出値を加算することにより、電流検出値の共振周期 T_r の成分の低減効果を高めることができる。

[0088] ゲイン K_{ad} を、 0.25 よりも大きくすると、図 19 の伝達特性よりも高周波数域のノイズ低減性能が向上し、ゲイン K_{ad} を、 0.25 よりも小さくすると、図 19 の伝達特性よりも低周波数域のノイズ低減性能が向上する。よって、必要とされるノイズ低減性能に応じて、ゲイン K_{ad} を調整すればよい。ここでは、電流フィードバック制御のカットオフ周波数は 600 Hz に設定されているが、共振周波数の半分以下に設定されるとよい。例えば、共振周波数が 3000 Hz ($T_r = 330\text{ }\mu\text{s}$) である場合は、カットオフ周波数は 1500 Hz 以下に設定されればよく、共振周波数が 2500 Hz ($T_r = 400\text{ }\mu\text{s}$) である場合は、カットオフ周波数は 1250 Hz 以下に設定されればよい。

[0089] 4. 実施の形態 4

実施の形態 4 に係る制御装置 10 について説明する。上記の実施の形態 1 と同様の構成部分は説明を省略する。本実施の形態に係る交流回転機 1 及び制御装置 10 の基本的な構成は実施の形態 1 と同様であるが、交流回転機 1 及び制御装置 10 が、電動パワーステアリング装置 100 を構成している点が、実施の形態 1 と異なる。

[0090] 上記の実施の形態 1 から 3 では、交流回転機 1 及び制御装置 10 の用途を

特に特定していなかった。本実施の形態では、交流回転機 1 及び制御装置 10 が、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、交流回転機の制御装置 10 と、交流回転機 1 と、交流回転機 1 の駆動力を車両の操舵装置 102 に伝達する駆動力伝達機構 101 と、を備えている。

[0091] 図 20 に、本実施の形態に係る電動パワーステアリング装置 100 の概略構成図を示す。交流回転機 1 のロータの回転軸は、駆動力伝達機構 101 を介して車輪 103 の操舵装置 102 に連結される。例えば、電動パワーステアリング装置 100 は、運転者が左右に回転するハンドル 104 と、ハンドル 104 に連結されて、ハンドル 104 による操舵トルクを車輪 103 の操舵装置 102 に伝達するシャフト 105 と、シャフト 105 に取り付けられ、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 と、交流回転機 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の駆動力伝達機構 101 と、を備えている。トルクセンサ 106 の出力信号は、制御装置 10（入力回路 92）に入力される。

[0092] 電流指令値算出部 35 は、トルクセンサ 106 の出力信号に基づいて検出した操舵トルク T_s に基づいて、トルク指令値 T_{ref} を算出する。そして、実施の形態 1 と同様に、電流指令値算出部 35 は、トルク指令値 T_{ref} 、電源電圧 V_{dc} 、及び回転角速度 ω 等に基づいて、 d 軸及び q 軸の電流指令値 I_{d0} 、 I_{q0} を算出する。

[0093] 交流回転機 1 の機械的な共振は、交流回転機 1 のフレーム、或いは交流回転機 1、インバータ 4、及び制御器 6 が一体となったパワーパック、或いはフレーム又はパワーパックとギヤ機構を含む電動パワーステアリング装置 100 において生じる。

[0094] 例えば、電動パワーステアリング装置 100 では、交流回転機 1 の機械的な共振周期 T_r は、 $200\ \mu s$ から $500\ \mu s$ の範囲内（共振周波数は、 $2\ kHz$ から $5\ kHz$ の範囲内）になる。好ましくは、共振周期 T_r は、 $300\ \mu s$ から $400\ \mu s$ の範囲内（共振周波数は、 $2.5\ kHz$ から $3.3\ kHz$

H z の範囲内) になればよい。この場合、電流フィードバック制御のカットオフ周波数は、100 Hz から 1250 Hz の範囲内に設定されるとよく、好ましくは、200 Hz から 800 Hz の範囲内に設定されるとよい。この場合に、キャリア周期 T_c が、60 μ s 以下に設定されると、電流フィードバック制御の性能を維持しつつ、電流加算処理により電流検出値から共振周期 T_r の成分を良好に低減することができ、交流回転機 1 から発生する騒音を低減することができ、低騒音の電動パワーステアリング装置 100 を得ることができる。

[0095] [その他の実施の形態]

最後に、本願のその他の実施の形態について説明する。なお、以下に説明する各実施の形態の構成は、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、他の実施の形態の構成と組み合わせて適用することも可能である。

[0096] (1) 上記の実施の形態 4 では、交流回転機 1 及び制御装置 10 が、電動パワーステアリング装置 100 に用いられる場合を例に説明した。しかし、交流回転機 1 及び制御装置 10 は、車輪の動力装置に用いられる等、各種の用途に用いられてもよい。

[0097] (2) 上記の実施の形態 2 では、電流加算処理部 34 は、実施の形態 1 と同様の電流加算処理により算出された電流加算処理後の電流検出値と、今回検出した電流検出値とを切り替えて出力する場合を例に説明した。しかし、電流加算処理部 34 は、実施の形態 3 と同様の電流加算処理により算出された電流加算処理後の電流検出値と、今回検出した電流検出値とを切り替えて出力するように構成されてもよい。

[0098] (3) 上記の各実施の形態では、変調部 363 は、式 (1) を用いて説明した変調を加える場合を例に説明した。しかし、変調部 363 は、リングングにより電流検出誤差が生じるような、式 (1) 以外の各種の変調を行ってもよい。例えば、変調部 363 は、次式に示すように、座標変換後の 3 相の電圧指令値 V_{uoc} 、 V_{voc} 、 V_{woc} の最小値 V_{min} 及び最大値 V_{ma}

xを判定し、最小値 V_{min} 及び最大値 V_{max} の加算値に0.5を乗算して、オフセット電圧 V_{off} を算出し、座標変換後の3相の電圧指令値 V_{uoc} 、 V_{voc} 、 V_{woc} からオフセット電圧 V_{off} を減算して、3相の電圧指令値 V_{uo} 、 V_{vo} 、 V_{wo} を算出してもよい。

$$V_{min} = \text{MIN}(V_{uoc}, V_{voc}, V_{woc})$$

$$V_{max} = \text{MAX}(V_{uoc}, V_{voc}, V_{woc})$$

$$V_{off} = 0.5 \times (V_{min} + V_{max}) \quad \dots (7)$$

$$V_{uo} = V_{uoc} - V_{off}$$

$$V_{vo} = V_{voc} - V_{off}$$

$$V_{wo} = V_{woc} - V_{off}$$

[0099] 式(7)の振幅低減変調の挙動を図21に示す。上段のグラフに座標変換後の3相の電圧指令値 V_{uoc} 、 V_{voc} 、 V_{woc} を示す。座標変換後の3相の電圧指令値 V_{uoc} 、 V_{voc} 、 V_{woc} は、 $-V_{dc}/2$ から $+V_{dc}/2$ の範囲を超過しており、電圧飽和が生じている。一方、振幅低減変調後の3相の電圧指令値 V_{uo} 、 V_{vo} 、 V_{wo} では、 $-V_{dc}/2$ から $+V_{dc}/2$ の範囲内に収まっており、電圧飽和の発生が防止できている。このような変調を行う場合でも、電圧指令値が $+V_{dc}/2$ に近づき、負極側のスイッチング素子のオン期間が短くなると、リングングにより電流検出誤差が生じるので、電流加算処理を行うことにより、電流検出値から共振周期 T_r の成分を低減でき、交流回転機1の騒音を低減できる。

[0100] (4) 上記の各実施の形態では、電流加算処理部34は、d軸及びq軸の電流検出値 I_{dr} 、 I_{qr} に対して電流加算処理を行う場合を例に説明した。しかし、電流加算処理部34は、3相の電流検出値 I_{ur} 、 I_{vr} 、 I_{wr} に対して電流加算処理を行うように構成されてもよい。例えば、実施の形態1に対応する構成では、電流加算処理部34は、今回の電流検出において検出した3相の電流検出値 I_{ur} 、 I_{vr} 、 I_{wr} と、加算周期 T_{add} 前の電流検出において検出した3相の電流検出値 I_{ur} 、 I_{vr} 、 I_{wr} と、をそれぞれ加算する電流加算処理を行って、電流加算処理後の3相の電流検出

値 I_{ur}^* 、 I_{vr}^* 、 I_{wr}^* を算出する。実施の形態3に対応する構成では、電流加算処理部34は、今回の電流検出において検出した3相の電流検出値 I_{ur} 、 I_{vr} 、 I_{wr} と、加算周期 T_{add} 前の電流検出において検出した3相の電流検出値 I_{ur} 、 I_{vr} 、 I_{wr} と、追加加算周期 T_{add} 前に検出した3相の電流検出値 I_{ur} 、 I_{vr} 、 I_{wr} と、をそれぞれ加算する電流加算処理を行って、電流加算処理後の3相の電流検出値 I_{ur}^* 、 I_{vr}^* 、 I_{wr}^* を算出する。そして、電流座標変換部33は、電流加算処理後の3相の電流検出値 I_{ur}^* 、 I_{vr}^* 、 I_{wr}^* を、磁極位置 θ に基づいて3相2相変換及び回転座標変換を行って、電流加算処理後のd軸及びq軸の電流検出値 I_{dr}^* 、 I_{qr}^* に変換して、電圧指令値算出部36に出力する。

[0101] 本願は、様々な例示的な実施の形態及び実施例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るのではなく、単独で、また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、例示されていない無数の変形例が、本願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るものとする。

符号の説明

[0102] 1 交流回転機、3 直流電源、4 インバータ、5 電流検出回路、6 制御器、10 交流回転機の制御装置、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、A 第1の自然数、B 第2の自然数、C 第3の自然数、CA キャリア波、 T_{ldt} 電流検出周期、 T_{th} 閾値、 T_{add} 加算周期、 T_{add} 追加加算周期、 T_c キャリア周期、 T_r 共振周期、 V_{dc} 電源電圧

請求の範囲

[請求項1] 3相の巻線を有する交流回転機を制御する交流回転機の制御装置であって、

 直流電源の正極側に接続される正極側のスイッチング素子と前記直流電源の負極側に接続される負極側のスイッチング素子とが直列接続され、直列接続の接続点が対応する相の前記巻線に接続される直列回路を、3相各相に対応して3セット設けたインバータと、

 少なくとも2相の前記負極側のスイッチング素子に直列接続された抵抗を有する電流検出回路と、

 3相の電圧指令値を算出し、前記3相の電圧指令値のそれぞれとキャリア周期で振動するキャリア波とを比較することにより、前記スイッチング素子をオンオフ制御する制御器と、を備え、

 前記制御器は、前記負極側のスイッチング素子がオンになる、前記キャリア周期の第1の自然数倍の周期である電流検出周期で、前記電流検出回路の出力信号に基づいて、前記3相の巻線に流れる電流を検出し、今回検出した電流検出値と、前記電流検出周期の第2の自然数倍の周期である加算周期前に検出した電流検出値とを加算する電流加算処理を行って、電流加算処理後の電流検出値を算出し、前記電流加算処理後の電流検出値に基づいて、前記3相の電流指令値を算出し、

 前記第2の自然数は、前記加算周期が、前記交流回転機の機械的な共振周期の半周期に最も近づく自然数に設定されている交流回転機の制御装置。

[請求項2] 前記制御器は、各相について、前記キャリア波が前記電圧指令値を上回った場合は、前記負極側のスイッチング素子をオンし、前記キャリア波が前記電圧指令値を下回った場合は、前記負極側のスイッチング素子をオフし、

 前記キャリア波が山の頂点になる前記電流検出周期毎のタイミングで、電流を検出する請求項1に記載の交流回転機の制御装置。

[請求項3] 前記制御器は、電流検出毎に、3相の巻線の電流検出値を、前記交流回転機のロータの磁極位置に同期して回転するd軸及びq軸の座標系上のd軸及びq軸の電流検出値に変換し、今回の電流検出において算出した前記d軸及びq軸の電流検出値と、前記加算周期前の電流検出において算出した前記d軸及びq軸の電流検出値と、をそれぞれ加算する電流加算処理を行って、電流加算処理後のd軸及びq軸の電流検出値を算出し、前記電流加算処理後のd軸及びq軸の電流検出値に基づいて、前記3相の電流指令値を算出する請求項1又は2に記載の交流回転機の制御装置。

[請求項4] 前記制御器は、今回検出した電流検出値と、前記加算周期前に検出した電流検出値と、前記電流検出周期の第3の自然数倍の周期である追加加算周期前に検出した電流検出値とを加算する電流加算処理を行って、電流加算処理後の電流検出値を算出し、

前記第3の自然数は、前記追加加算周期が、前記交流回転機の機械的な共振周期の半周期に2番目に近づく自然数に設定されている請求項1から3のいずれか一項に記載の交流回転機の制御装置。

[請求項5] 前記制御器は、いずれかの相の前記負極側のスイッチング素子の前記キャリア周期内のオン期間が、予め設定された閾値を下回る場合は、前記電流加算処理後の電流検出値に基づいて、前記3相の電圧指令値を算出し、いずれの相の前記負極側のスイッチング素子の前記キャリア周期内のオン期間も、前記閾値を下回らない場合は、今回検出した電流検出値に基づいて、前記3相の電圧指令値を算出する請求項1から4のいずれか一項に記載の交流回転機の制御装置。

[請求項6] 前記制御器は、前記3相の電圧指令値の平均値が、前記キャリア波の振動中心値よりも小さくなるように、前記3相の電圧指令値を等しくオフセットし、オフセット後の3相の電圧指令値のそれぞれと前記キャリア波とを比較することにより、前記スイッチング素子をオンオフ制御する請求項1から5のいずれか一項に記載の交流回転機の制御

装置。

[請求項7]

請求項1から6のいずれか一項に記載の交流回転機の制御装置と、
前記交流回転機と、

前記交流回転機の駆動力を車両の操舵装置に伝達する駆動力伝達機構と、を備え、

前記キャリア周期は、 $60\mu\text{s}$ 以下に設定され、

前記交流回転機の機械的な前記共振周期は、 $200\mu\text{s}$ から $500\mu\text{s}$ の範囲内である電動パワーステアリング装置。

補正された請求の範囲
[2020年9月9日 (09.09.2020) 国際事務局受理]

[請求項1] (補正後) 3相の巻線を有する交流回転機を制御する交流回転機の

制御装置であって、

直流電源の正極側に接続される正極側のスイッチング素子と前記直流電源の負極側に接続される負極側のスイッチング素子とが直列接続され、直列接続の接続点が対応する相の前記巻線に接続される直列回路を、3相各相に対応して3セット設けたインバータと、

少なくとも2相の前記負極側のスイッチング素子に直列接続された抵抗を有する電流検出回路と、

3相の電圧指令値を算出し、前記3相の電圧指令値のそれぞれとキャリア周期で振動するキャリア波とを比較することにより、前記スイッチング素子をオンオフ制御する制御器と、を備え、

前記制御器は、前記負極側のスイッチング素子がオンになる、前記キャリア周期の第1の自然数倍の周期である電流検出周期で、前記電流検出回路の出力信号に基づいて、前記3相の巻線に流れる電流を検出し、今回検出した電流検出値と、前記電流検出周期の第2の自然数倍の周期である加算周期前に検出した電流検出値とを加算する電流加算処理を行って、電流加算処理後の電流検出値を算出し、前記電流加算処理後の電流検出値に基づいて、前記3相の電圧指令値を算出し、

前記第2の自然数は、前記加算周期が、前記交流回転機の機械的な共振周期の半周期に最も近づく自然数に設定されている交流回転機の制御装置。

[請求項2] 前記制御器は、各相について、前記キャリア波が前記電圧指令値を

上回った場合は、前記負極側のスイッチング素子をオンし、前記キャリア波が前記電圧指令値を下回った場合は、前記負極側のスイッチング素子をオフし、

前記キャリア波が山の頂点になる前記電流検出周期毎のタイミングで、電流を検出する請求項1に記載の交流回転機の制御装置。

[請求項3] (補正後) 前記制御器は、電流検出毎に、3相の巻線の電流検出値を、前記交流回転機のロータの磁極位置に同期して回転するd軸及びq軸の座標系上のd軸及びq軸の電流検出値に変換し、今回の電流検出において算出した前記d軸及びq軸の電流検出値と、前記加算周期前の電流検出において算出した前記d軸及びq軸の電流検出値と、をそれぞれ加算する電流加算処理を行って、電流加算処理後のd軸及びq軸の電流検出値を算出し、前記電流加算処理後のd軸及びq軸の電流検出値に基づいて、前記3相の電圧指令値を算出する請求項1又は2に記載の交流回転機の制御装置。

[請求項4] 前記制御器は、今回検出した電流検出値と、前記加算周期前に検出した電流検出値と、前記電流検出周期の第3の自然数倍の周期である追加加算周期前に検出した電流検出値とを加算する電流加算処理を行って、電流加算処理後の電流検出値を算出し、

前記第3の自然数は、前記追加加算周期が、前記交流回転機の機械的な共振周期の半周期に2番目に近づく自然数に設定されている請求項1から3のいずれか一項に記載の交流回転機の制御装置。

[請求項5] 前記制御器は、いずれかの相の前記負極側のスイッチング素子の前記キャリア周期内のオン期間が、予め設定された閾値を下回る場合は、前記電流加算処理後の電流検出値に基づいて、前記3相の電圧指令値を算出し、いずれの相の前記負極側のスイッチング素子の前記キャリア周期内のオン期間も、前記閾値を下回らない場合は、今回検出した電流検出値に基づいて、前記3相の電圧指令値を算出する請求項1から4のいずれか一項に記載の交流回転機の制御装置。

[請求項6] 前記制御器は、前記3相の電圧指令値の平均値が、前記キャリア波の振動中心値よりも小さくなるように、前記3相の電圧指令値を等しくオフセットし、オフセット後の3相の電圧指令値のそれぞれと前記キャリア波とを比較することにより、前記スイッチング素子をオンオフ制御する請求項1から5のいずれか一項に記載の交流回転機の制御

装置。

[請求項7]

請求項1から6のいずれか一項に記載の交流回転機の制御装置と、
前記交流回転機と、

前記交流回転機の駆動力を車両の操舵装置に伝達する駆動力伝達機構と、を備え、

前記キャリア周期は、 $60\mu\text{s}$ 以下に設定され、

前記交流回転機の機械的な前記共振周期は、 $200\mu\text{s}$ から $500\mu\text{s}$ の範囲内である電動パワーステアリング装置。

条約第 19 条（1）に基づく説明書

1. 補正の内容

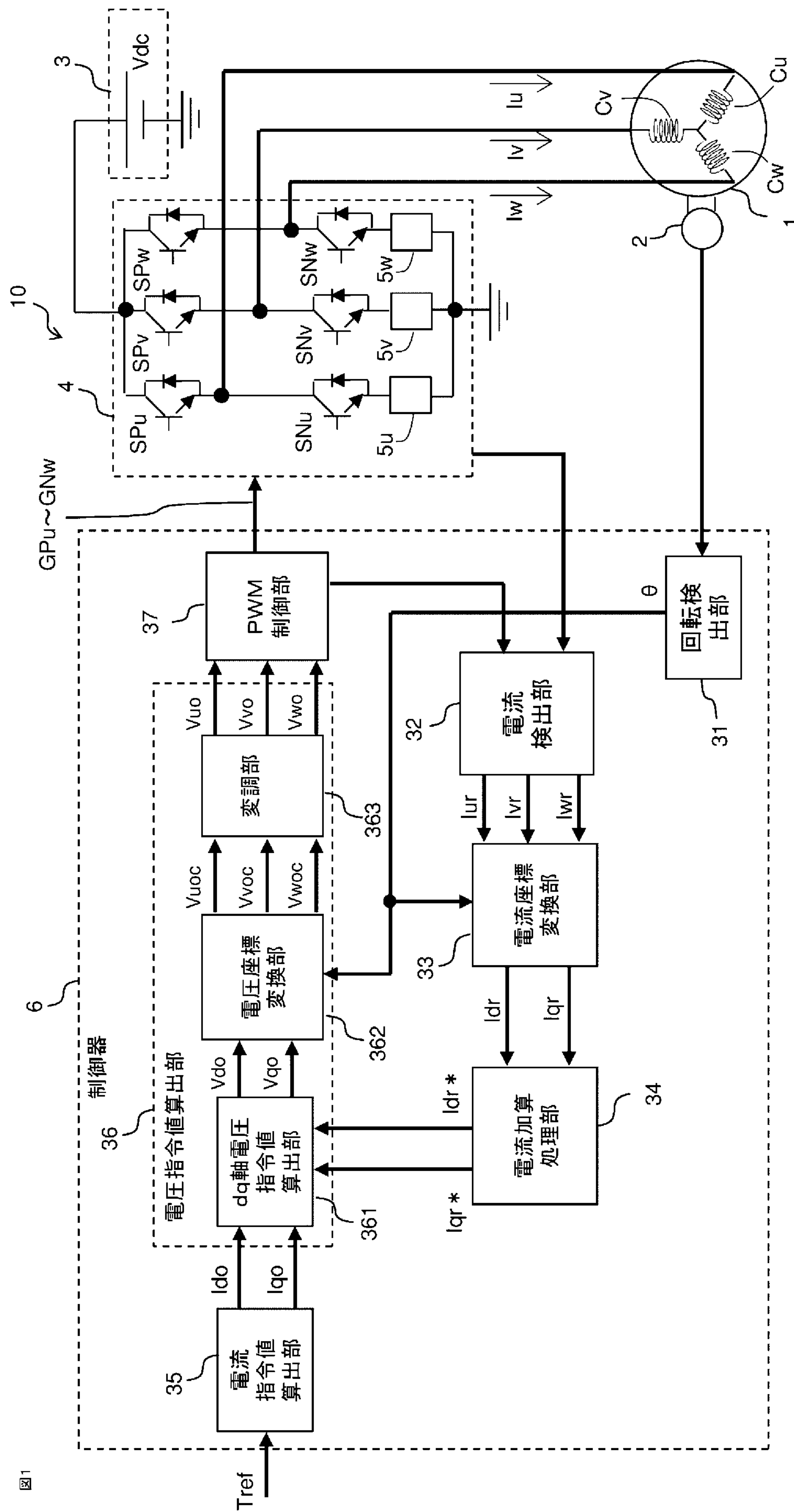
（1）請求項 1 の「前記電流加算処理後の電流検出値に基づいて、前記 3 相の電流指令値を算出し、」を、「前記電流加算処理後の電流検出値に基づいて、前記 3 相の電圧指令値を算出し、」というものに、下線部の誤記を訂正する補正を行いました。

（2）請求項 3 の「前記電流加算処理後の d 軸及び q 軸の電流検出値に基づいて、前記 3 相の電流指令値を算出する」を、「前記電流加算処理後の d 軸及び q 軸の電流検出値に基づいて、前記 3 相の電圧指令値を算出する」というものに、下線部の誤記を訂正する補正を行いました。

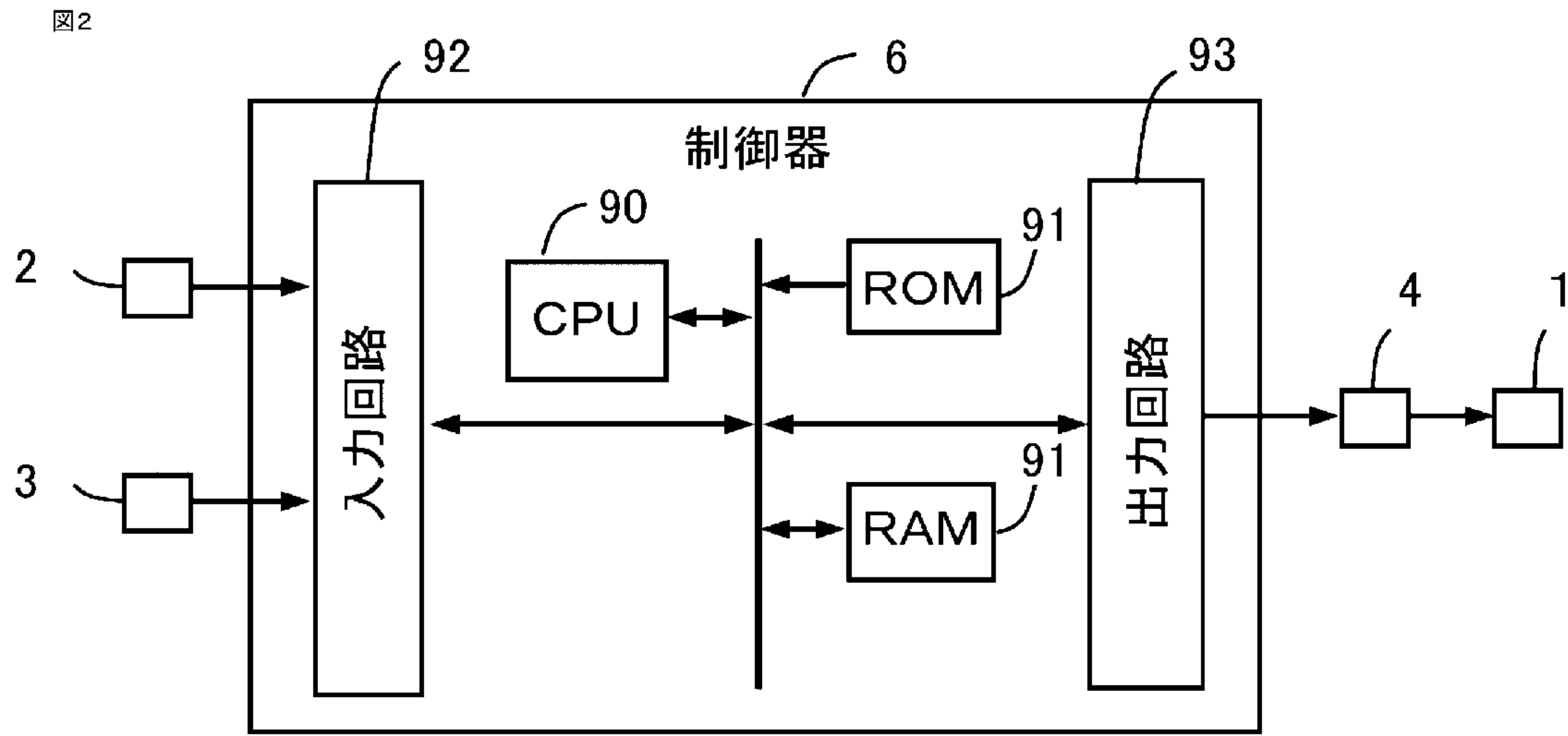
2. 説明

請求項 1 及び請求項 3 の補正は、出願当初の明細書の段落 0027～0032、0065、及び請求項 5 等の記載に基づいています。

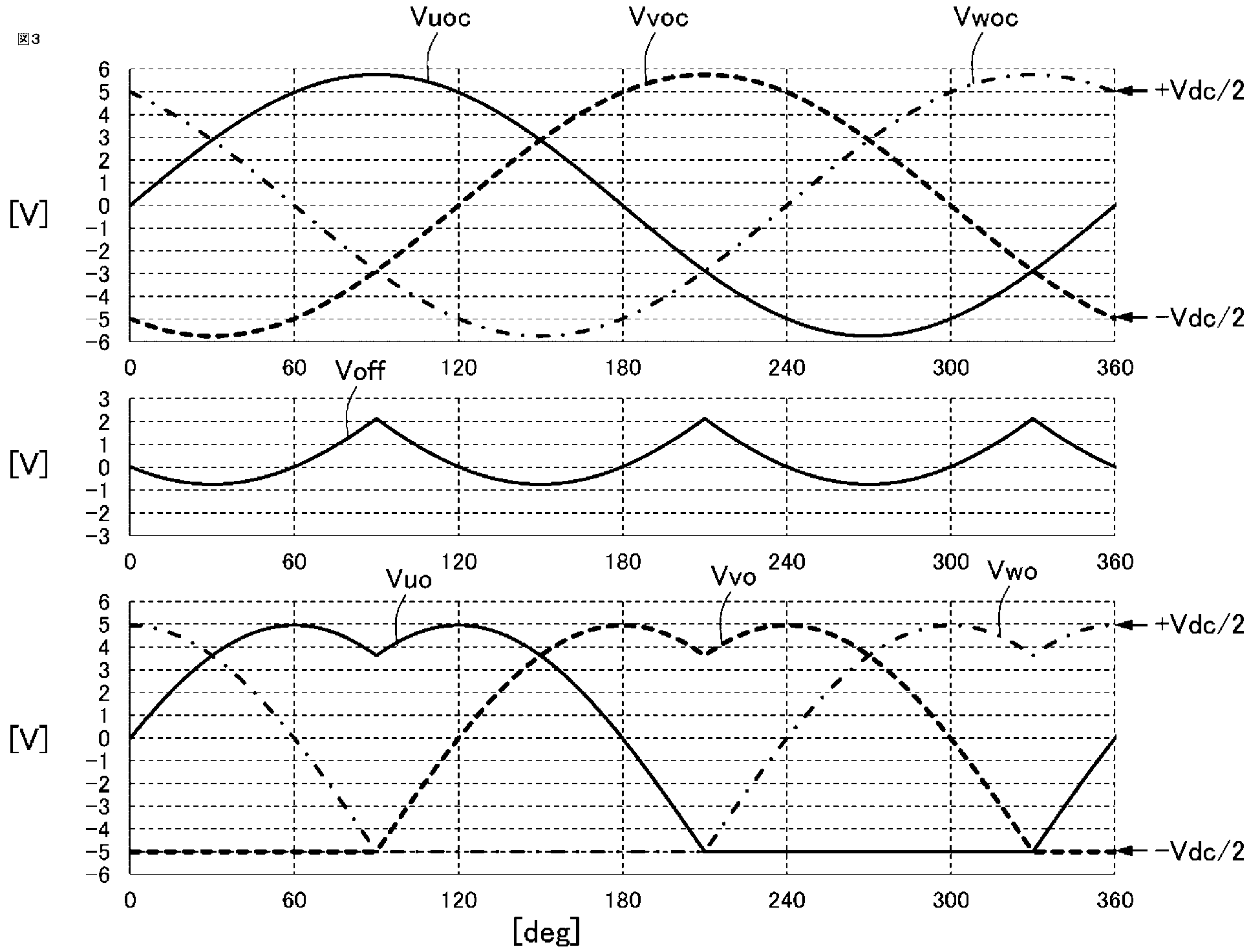
[図1]



[図2]

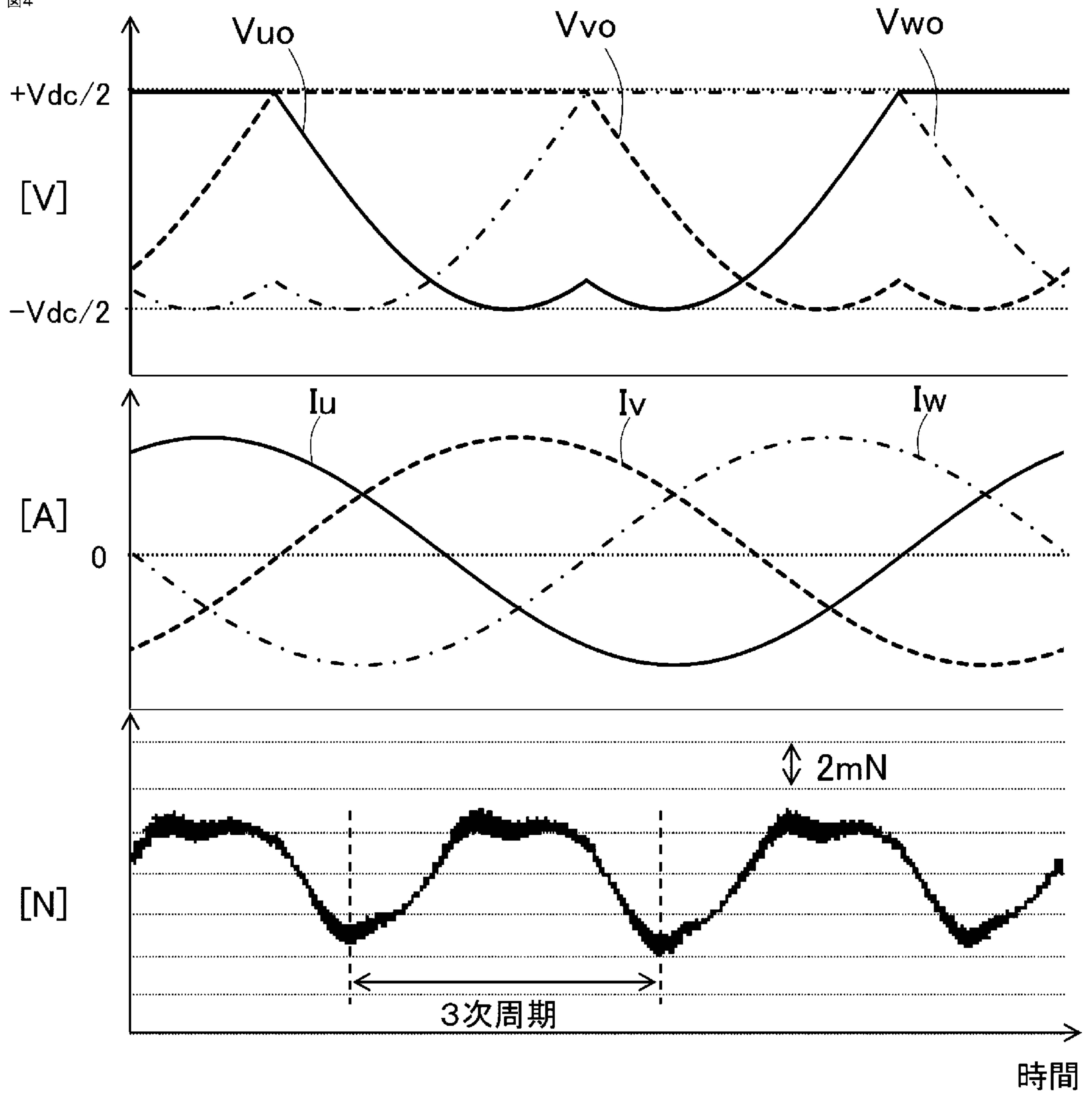


[図3]



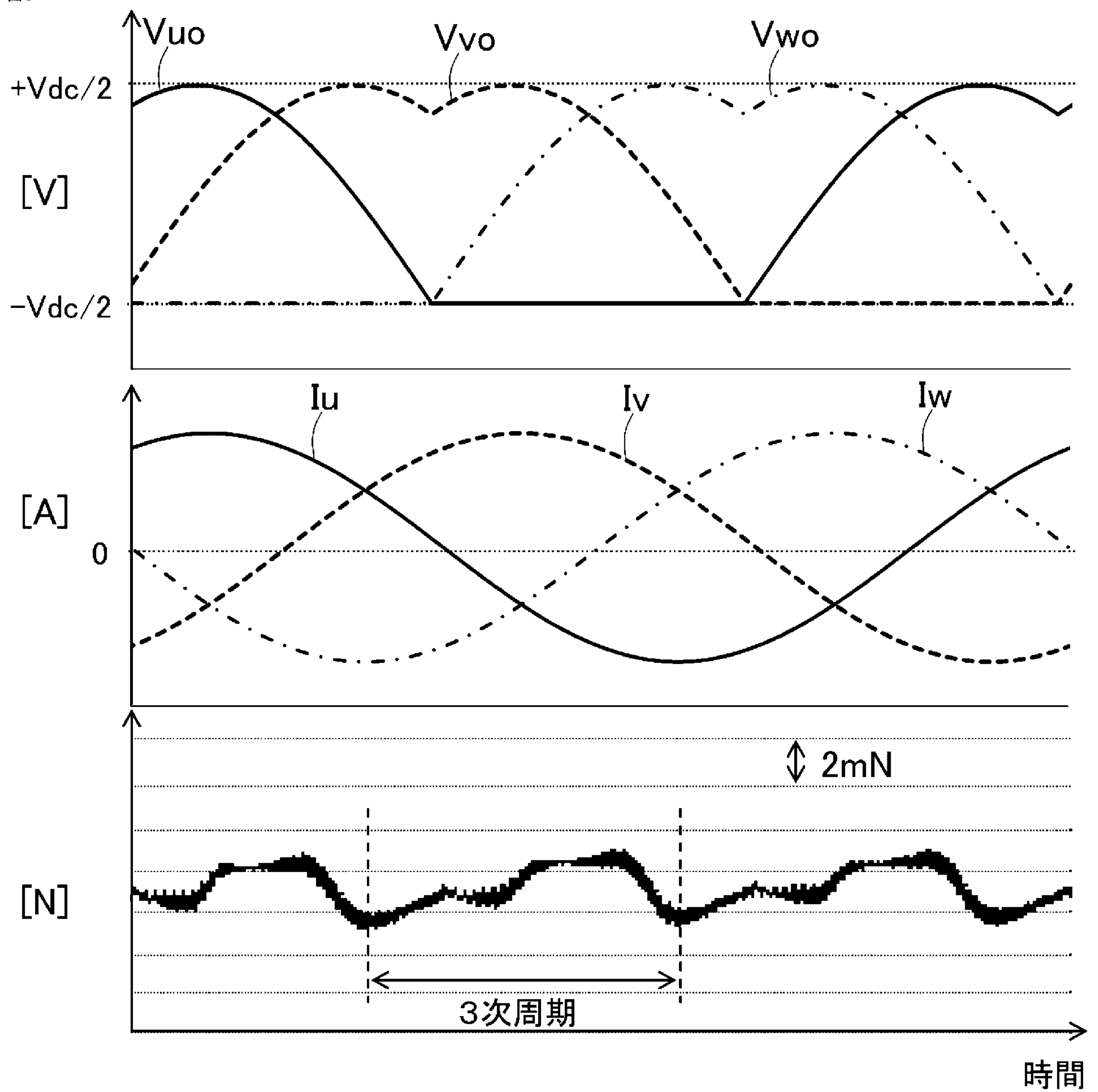
[図4]

図4



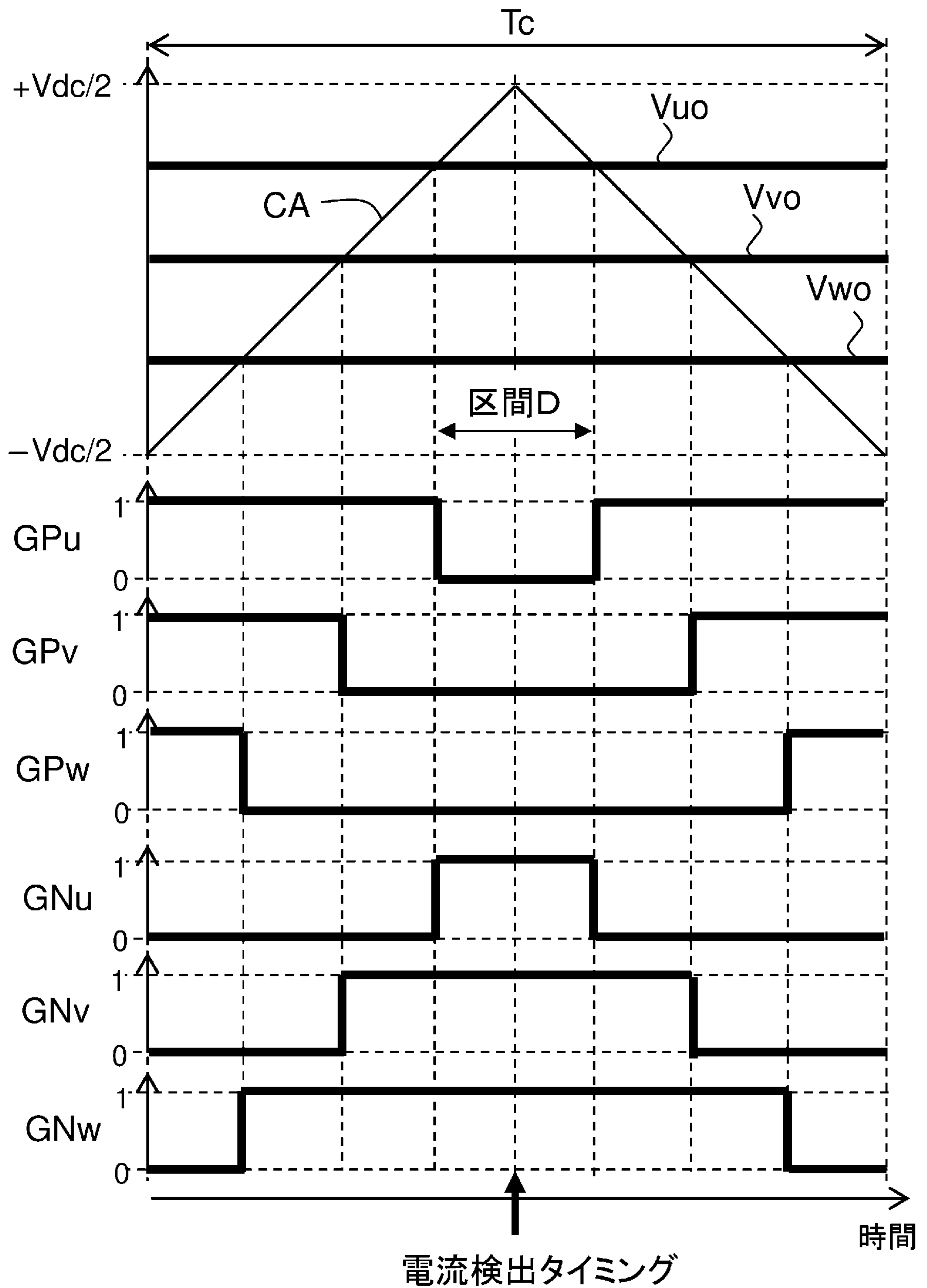
[図5]

図5

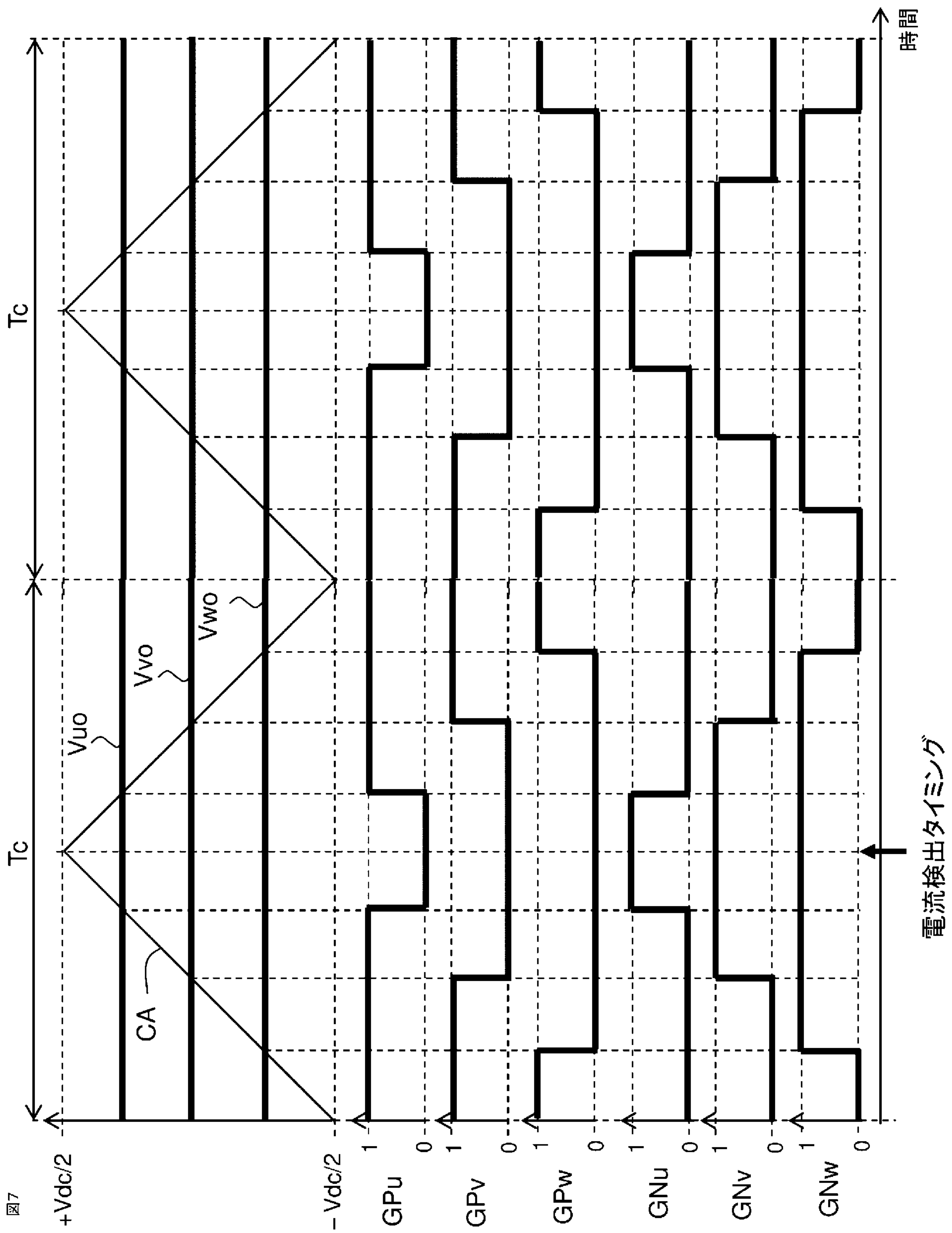


[図6]

図6

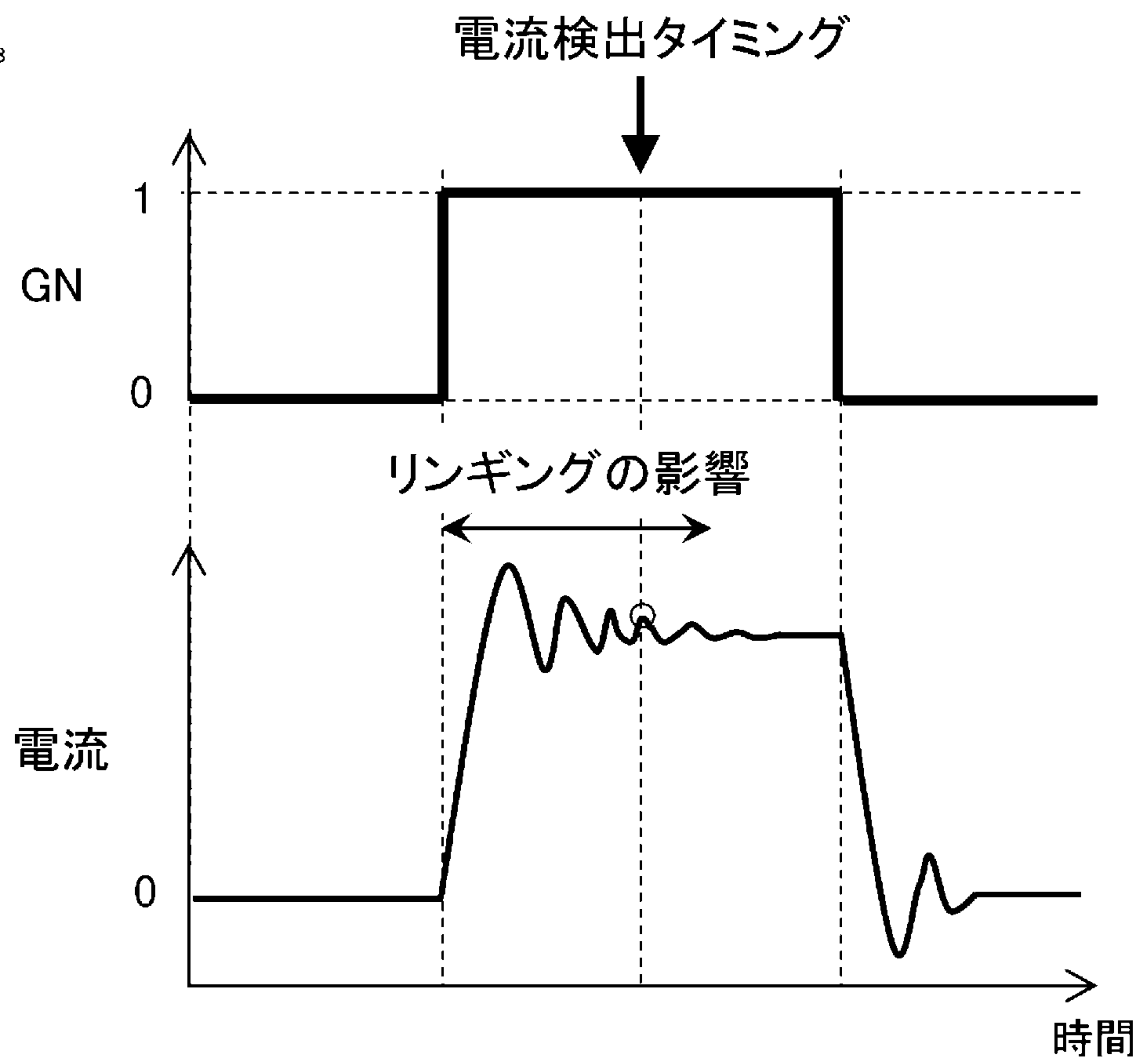


[図7]



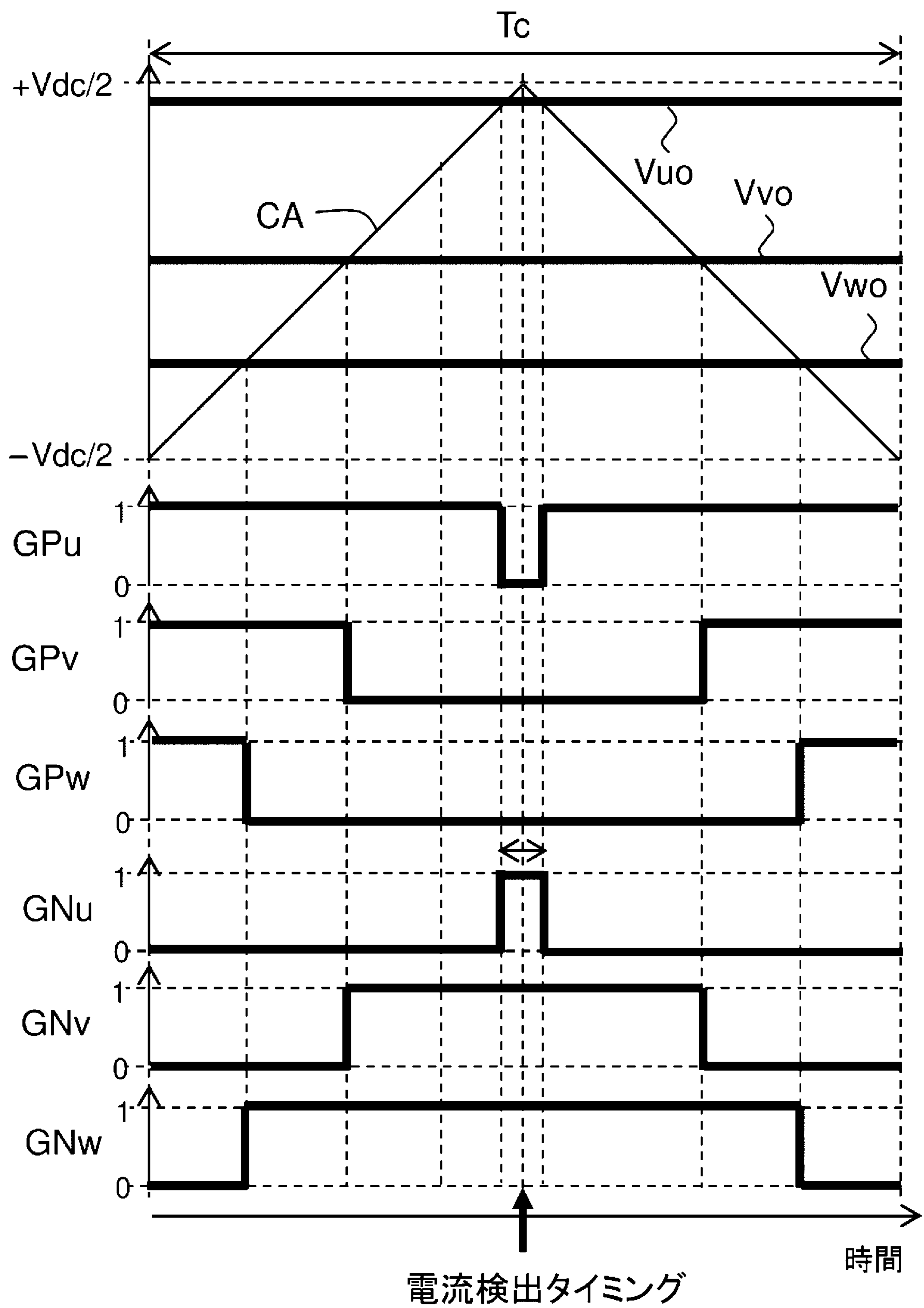
[図8]

図8

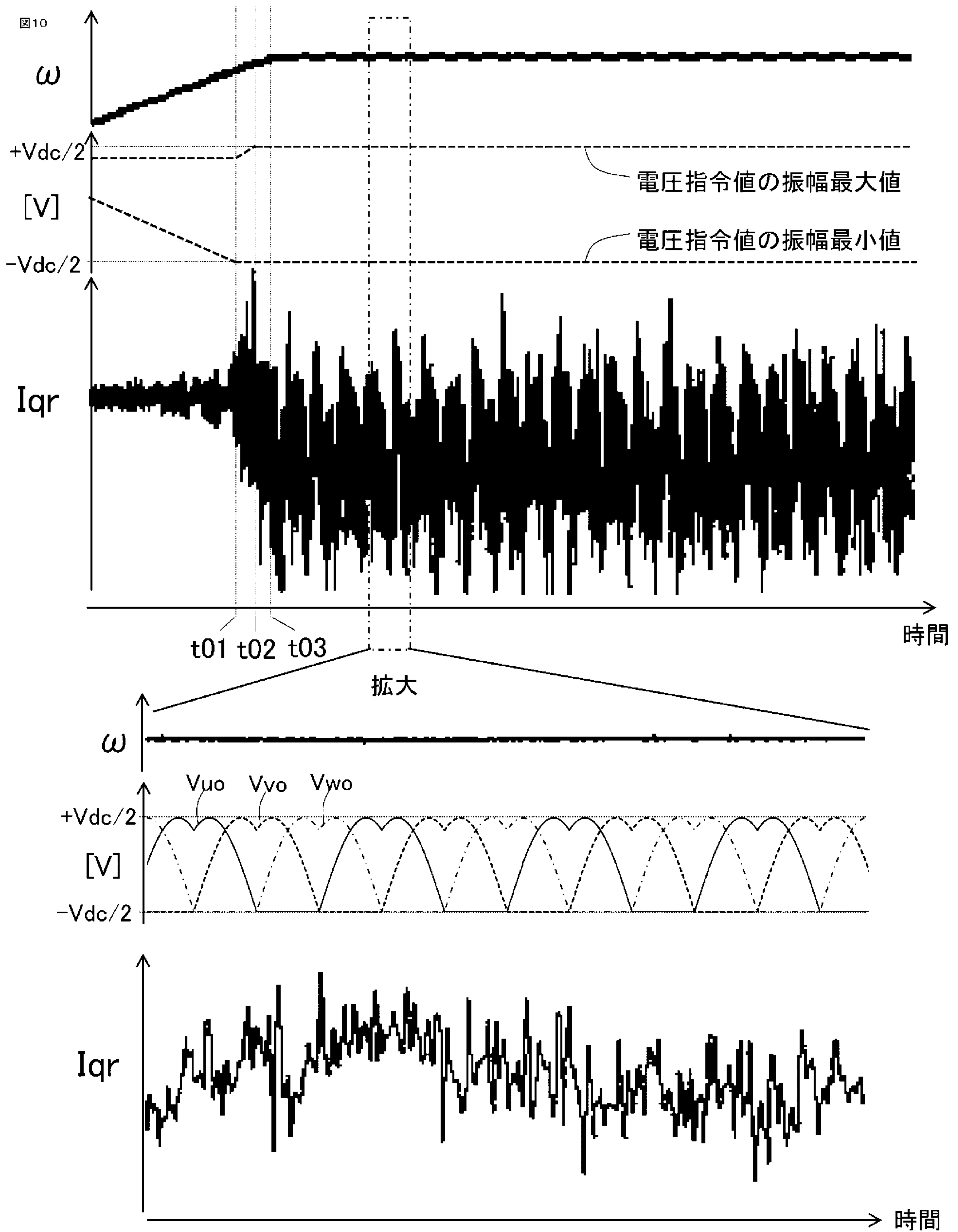


[図9]

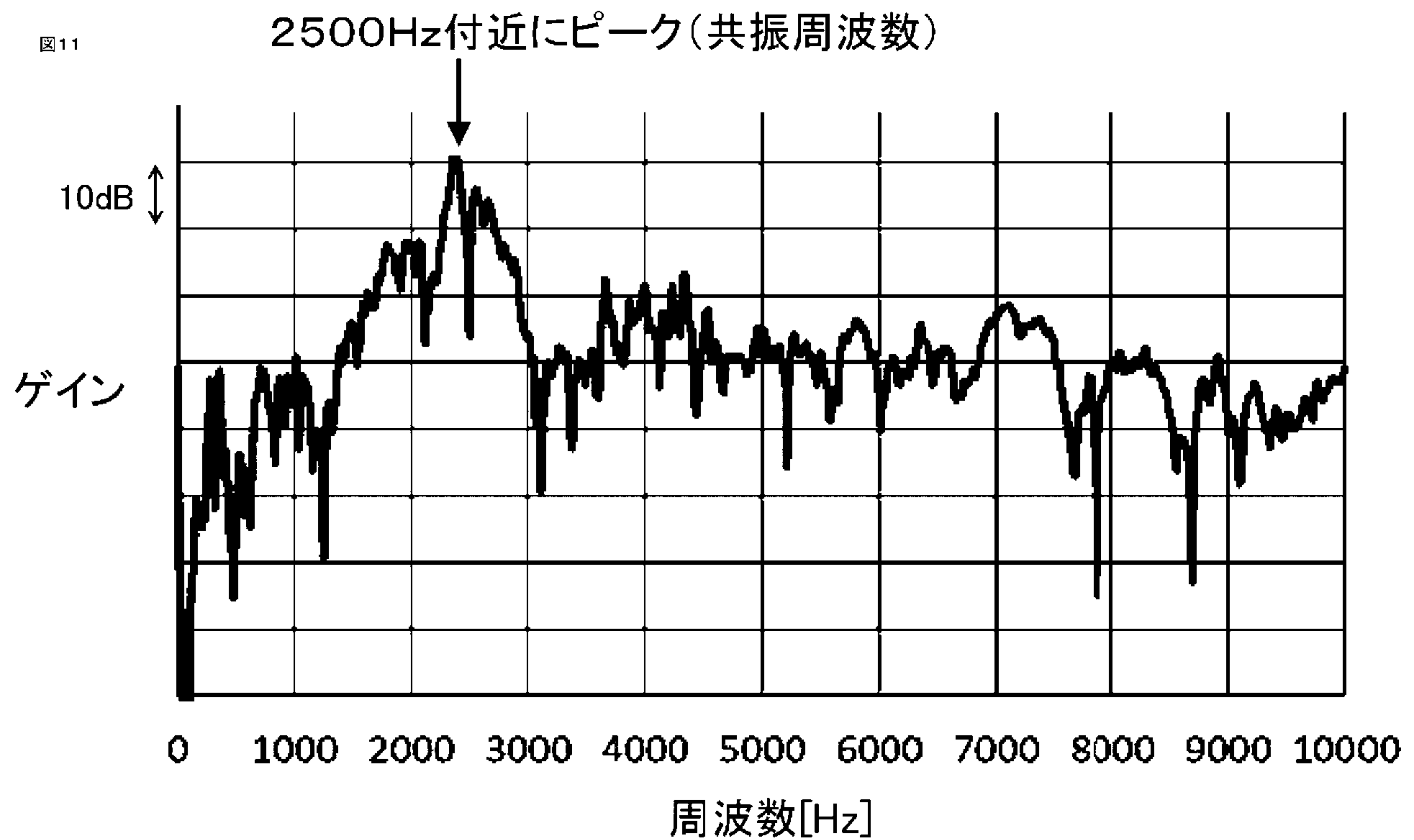
図9



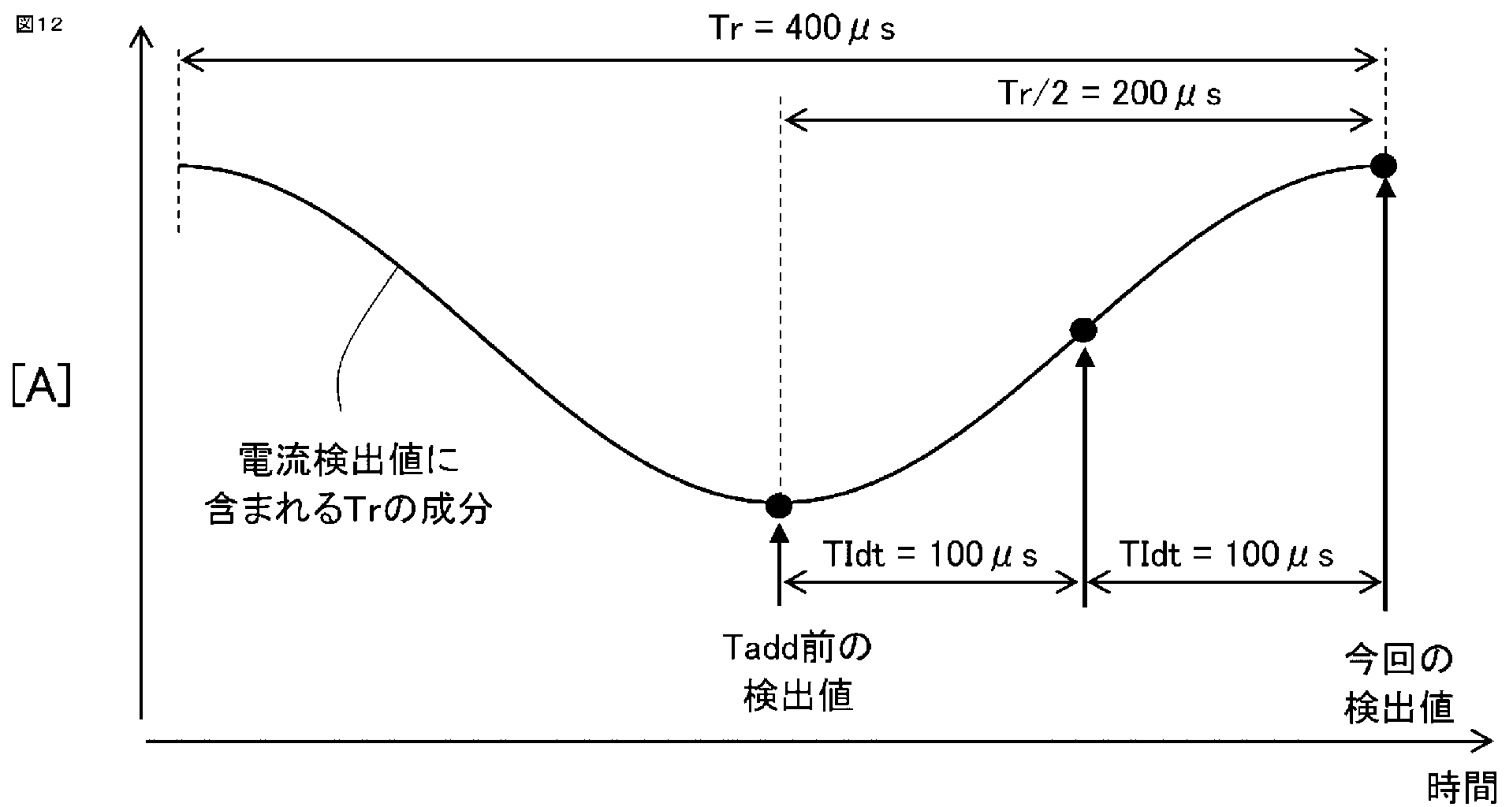
[図10]



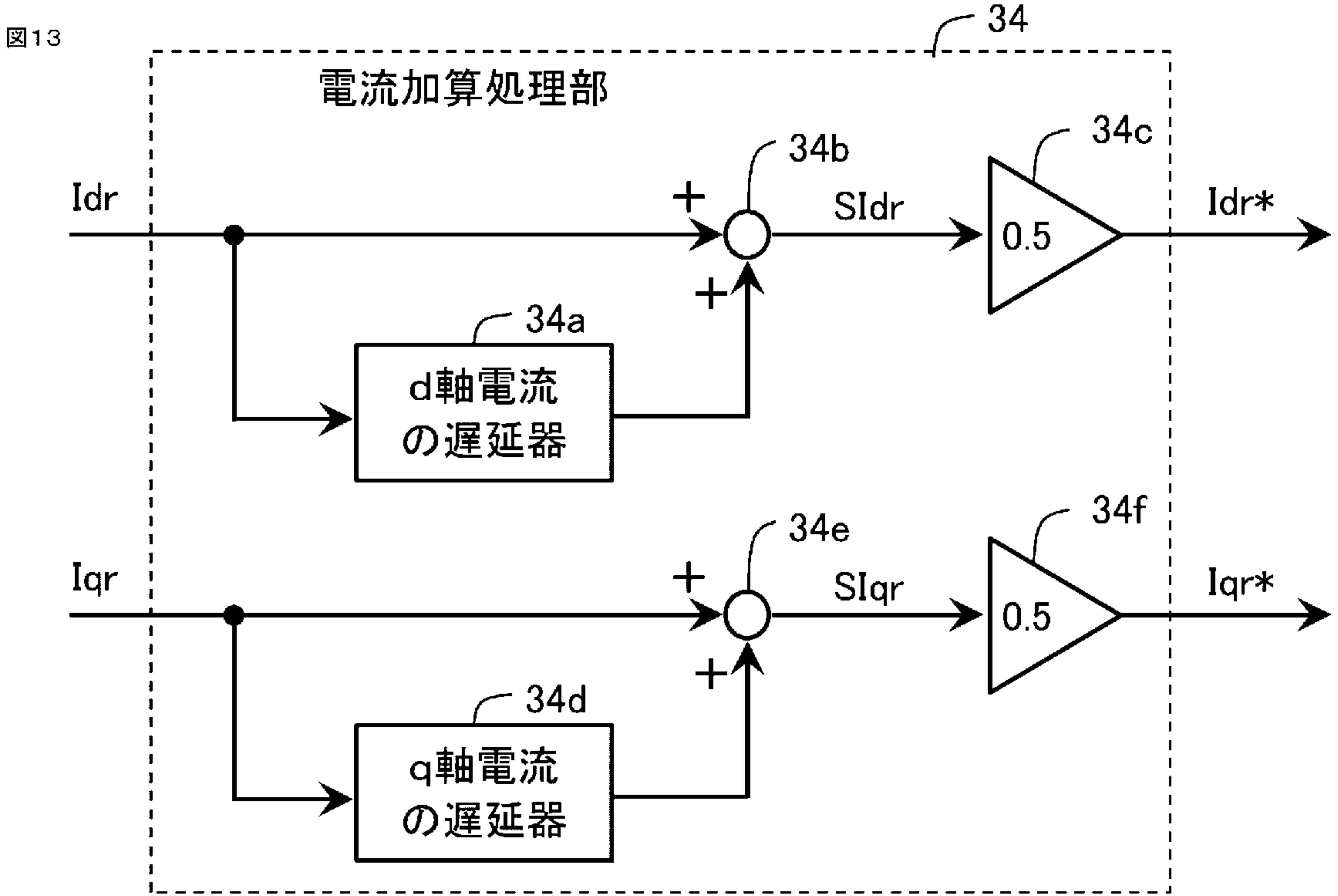
[図11]



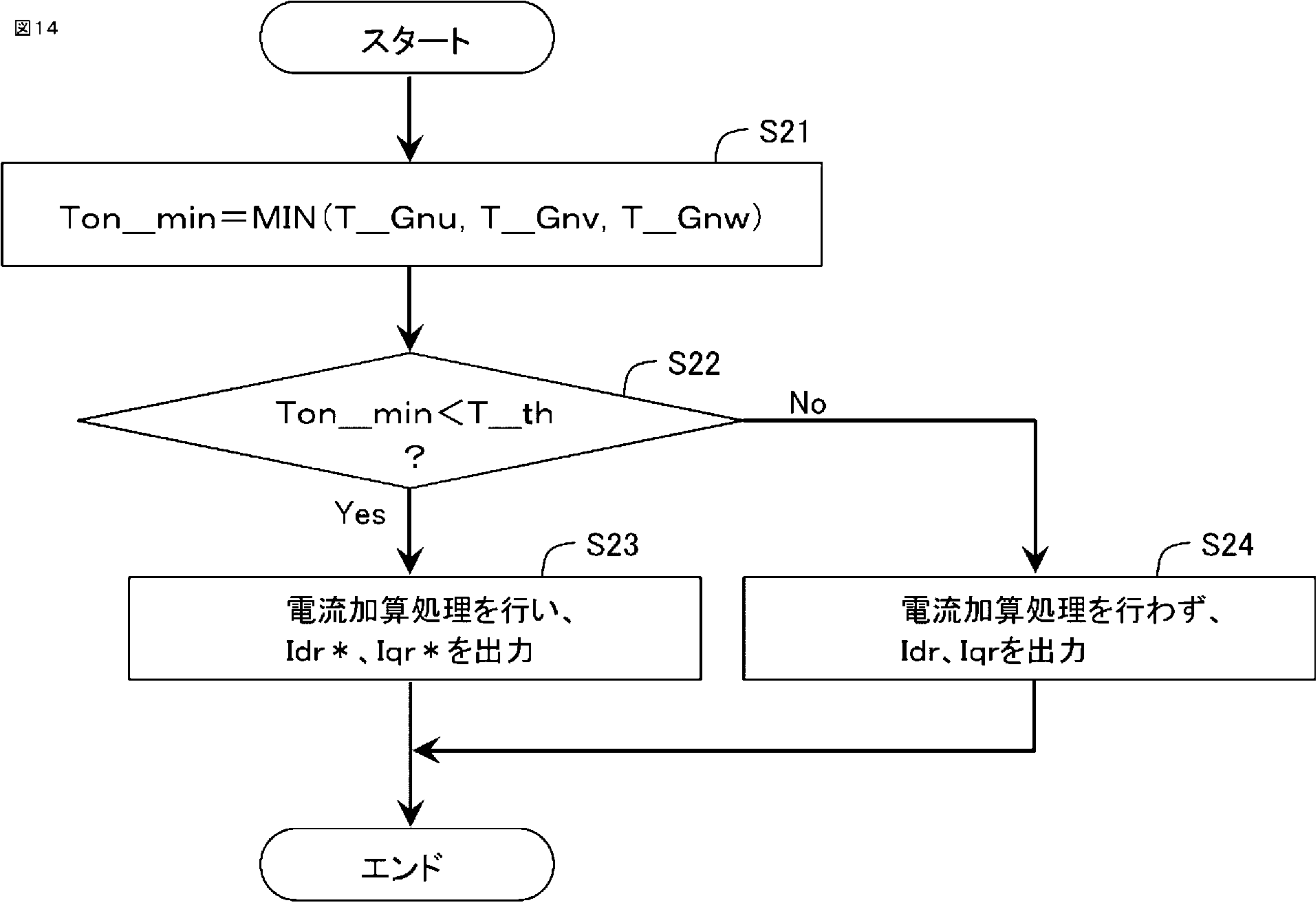
[図12]



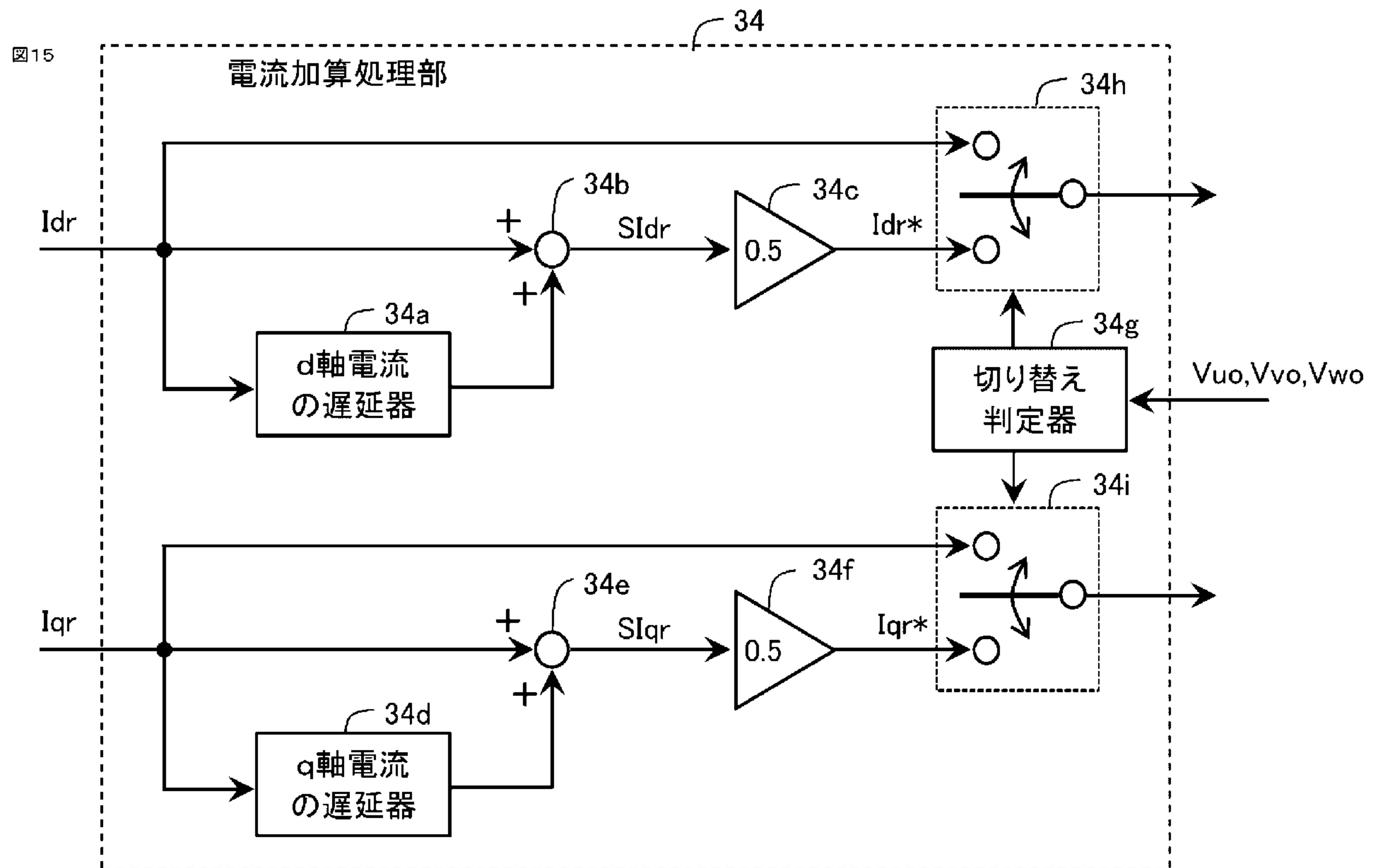
[図13]



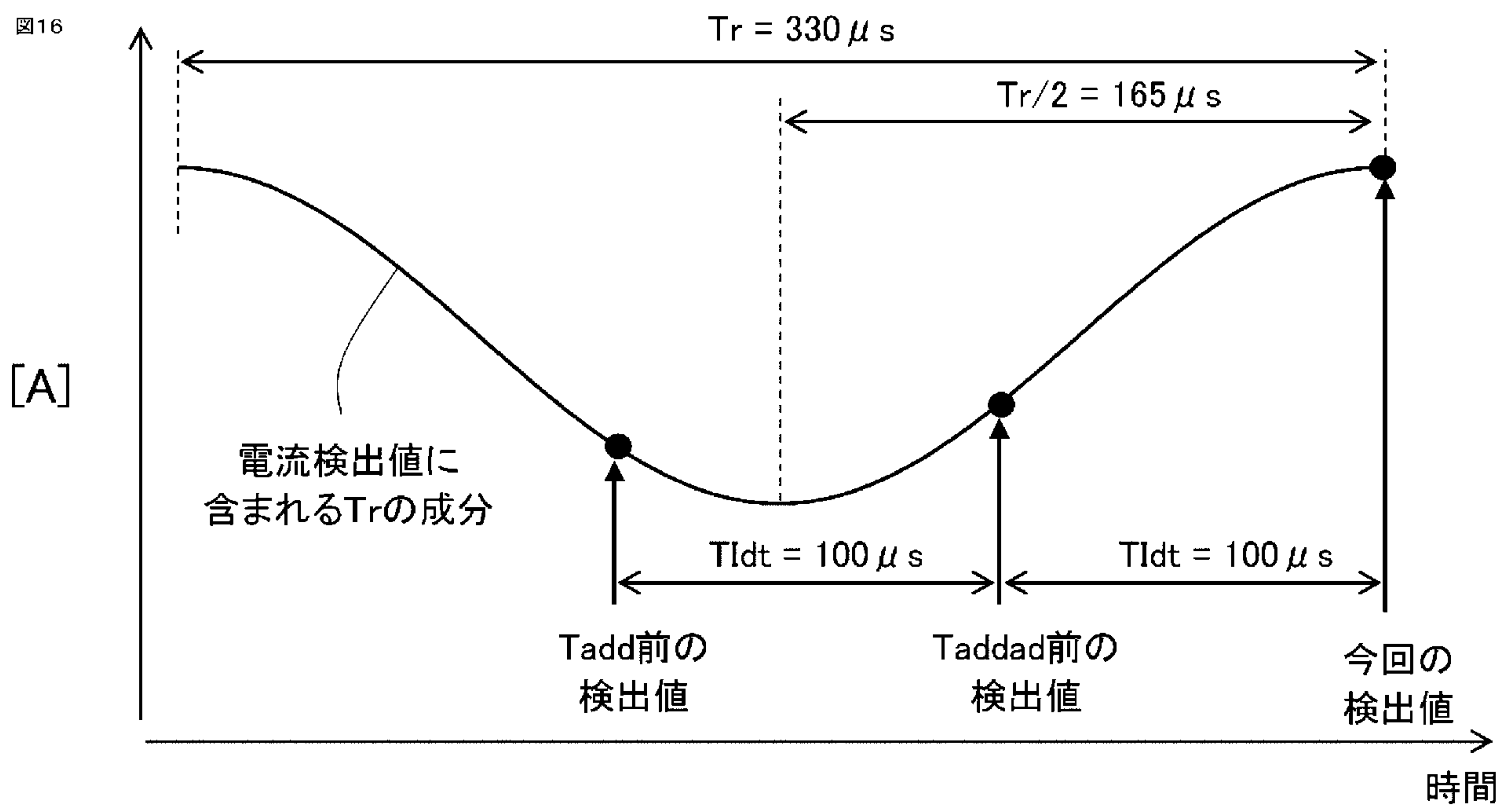
[図14]



[図15]

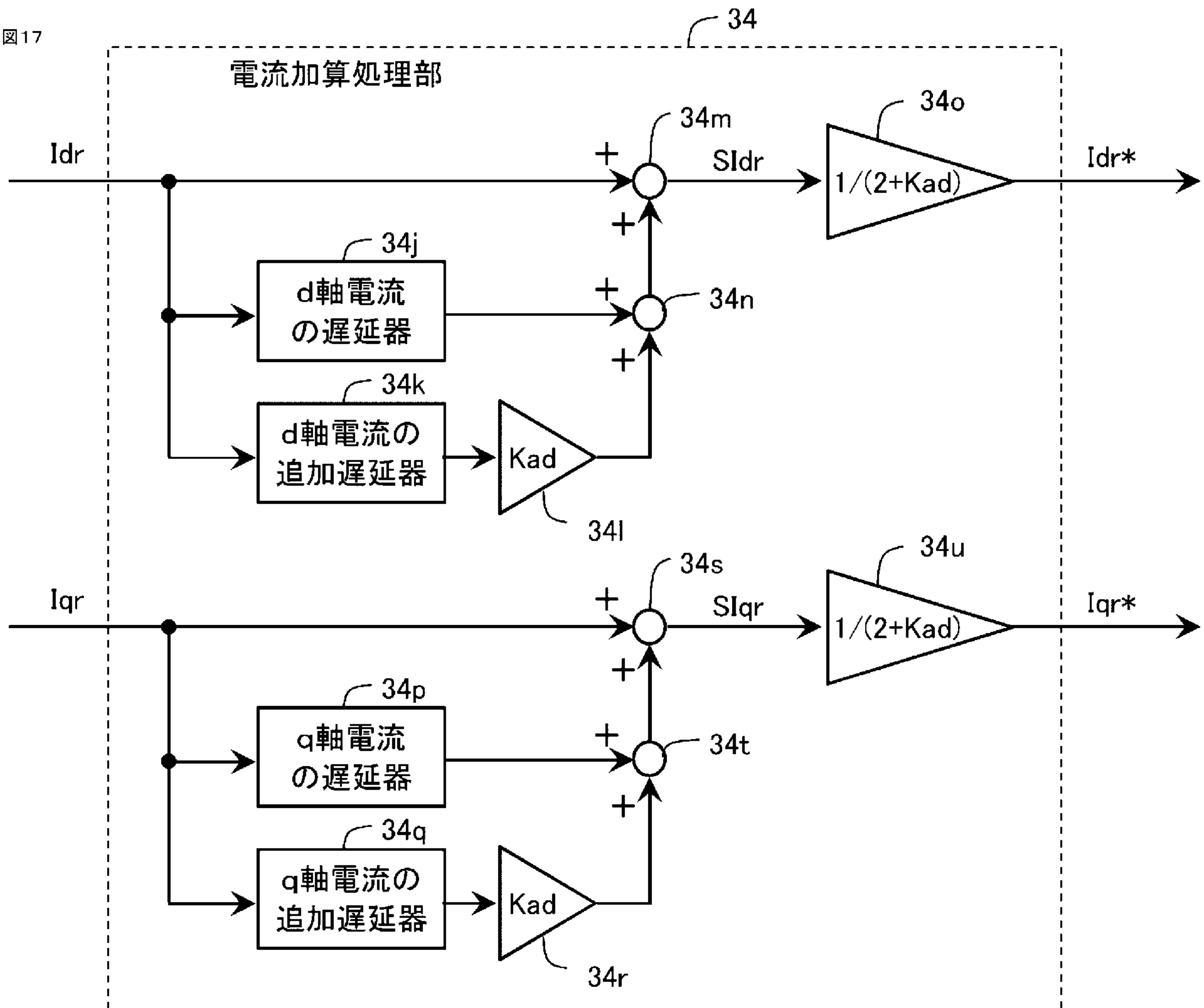


[図16]



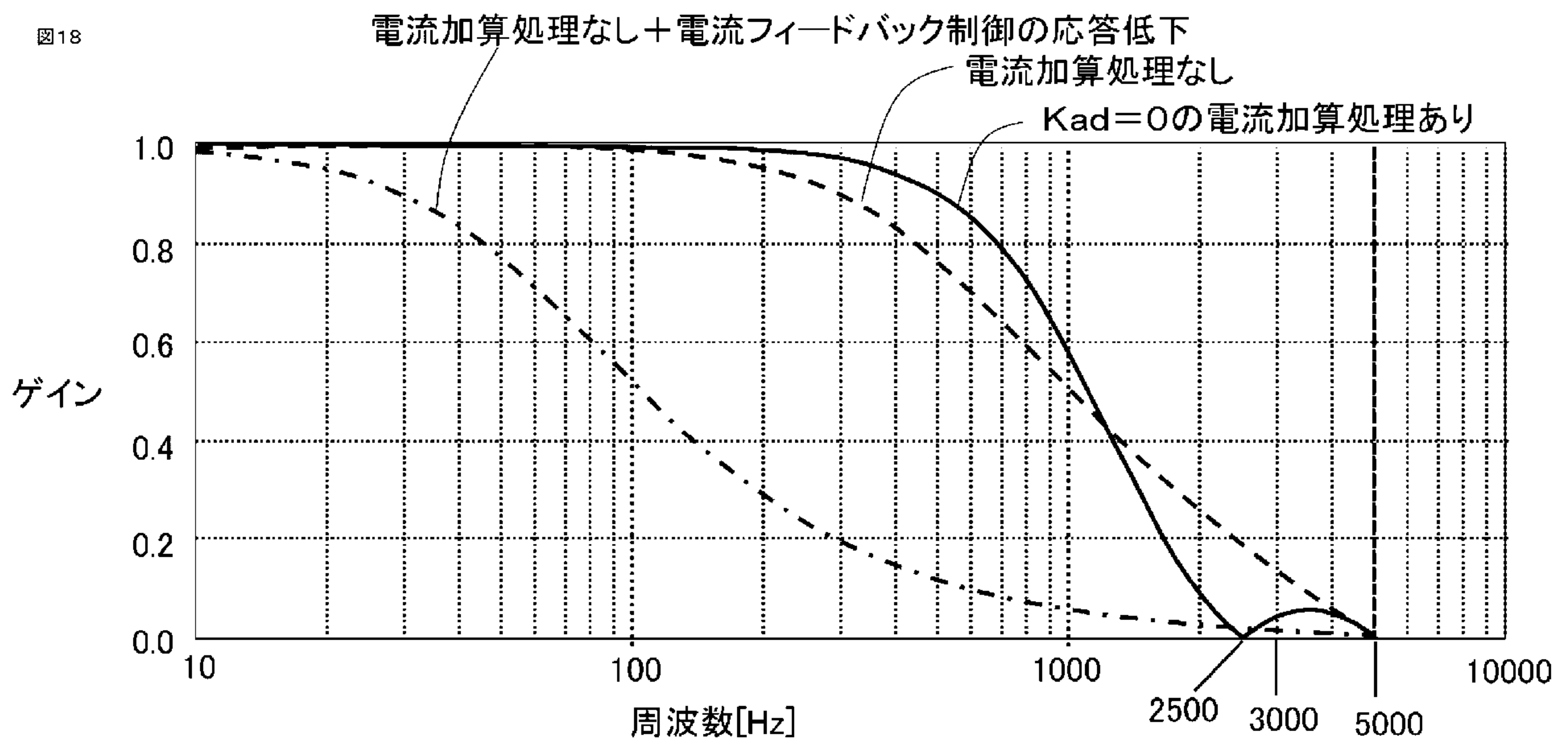
[図17]

図17



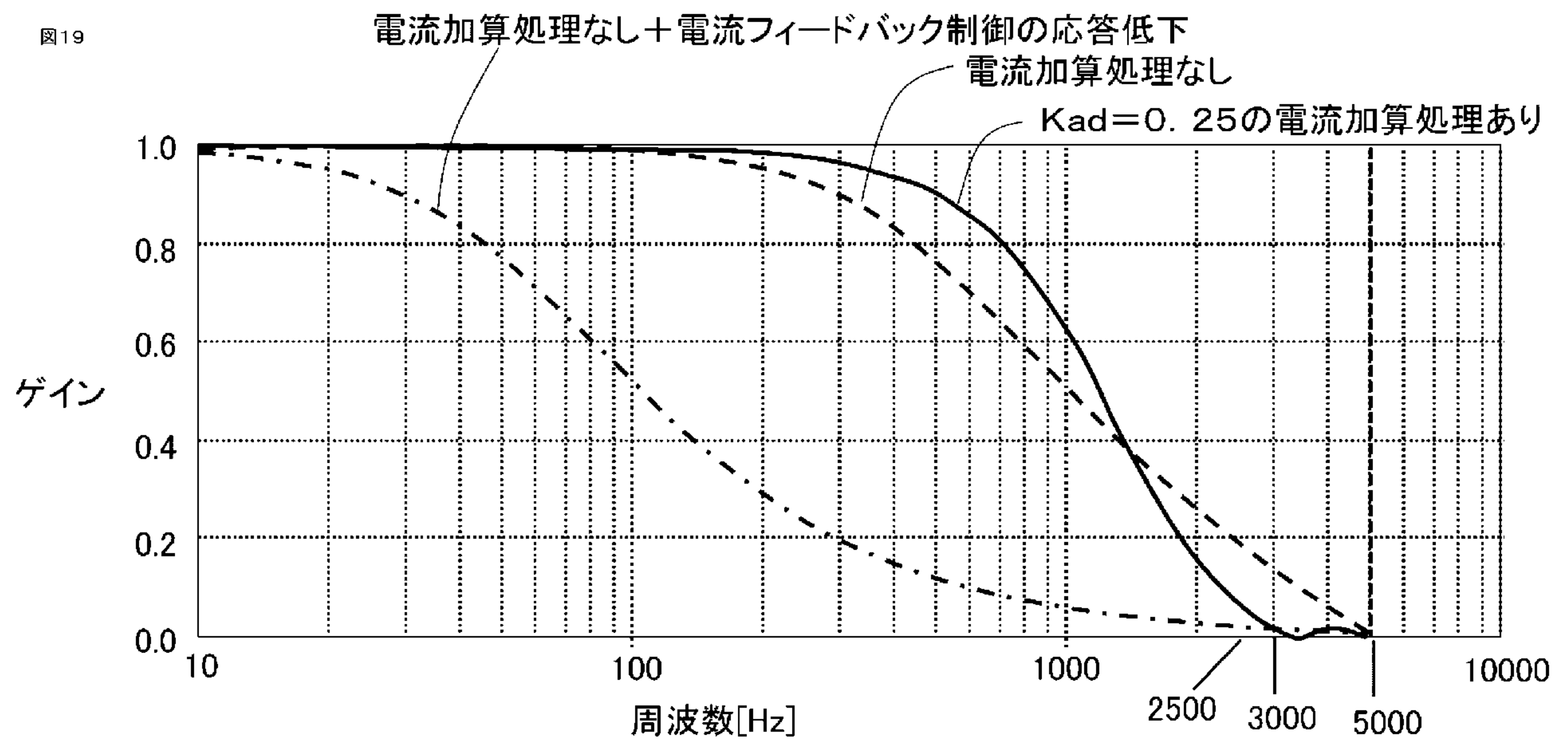
[図18]

図18



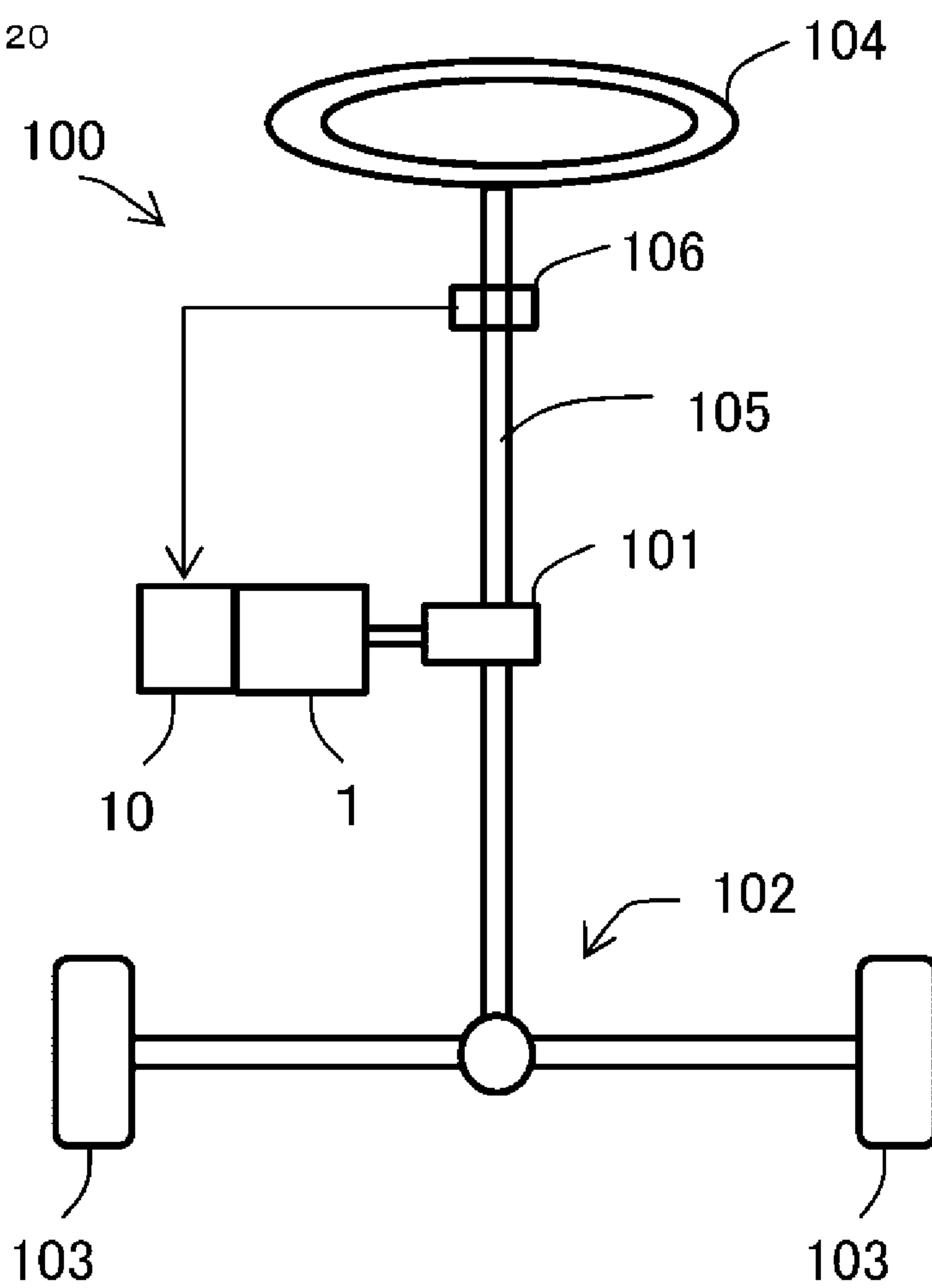
[図19]

図19

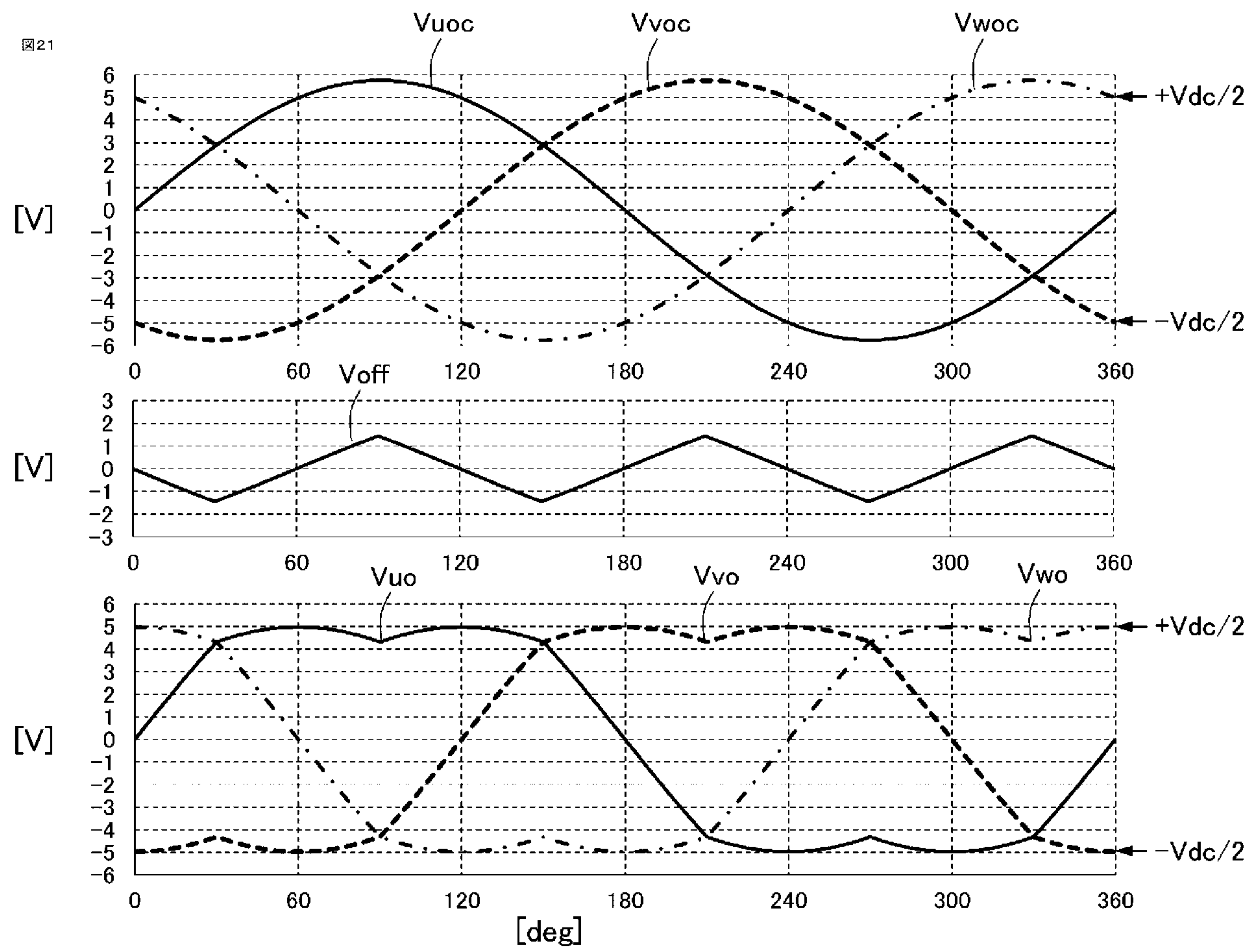


[図20]

図20



[図21]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2020/000942

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int. Cl. H02P27/08(2006.01) i
FI: H02P27/08
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
Int. Cl. H02P27/08, H02P6/10, B62D5/04
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 1971-2020
Registered utility model specifications of Japan 1996-2020
Published registered utility model applications of Japan 1994-2020
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 6266161 B2 (MITSUBISHI ELECTRIC CORP.) 24 January 2018, paragraphs [0014]-[0021], [0040], fig. 1	1-7
A	JP 2011-088491 A (JTEKT CORP.) 06 May 2011, paragraph [0035], fig. 2	1-7

☐ 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	“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
“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date	“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
“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)	“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
“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	“&” document member of the same patent family
“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	
Date of the actual completion of the international search 10.02.2020	Date of mailing of the international search report 03.03.2020
Name and mailing address of the ISA/ Japan Patent Office 3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915, Japan	Authorized officer Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/JP2020/000942

Patent Documents referred to in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
JP 6266161 B2	24.01.2018	US 2018/0022378 A1 paragraphs [0043]- [0050], [0069], fig. 1 WO 2016/143121 A1 EP 3270502 A1 CN 107438943 A	
JP 2011-088491 A	06.05.2011	(Family: none)	

国際調査報告		国際出願番号 PCT/JP2020/000942
A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C）） H02P 27/08(2006.01)i FI: H02P27/08		
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）） H02P27/08, H02P6/10, B62D5/04		
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 1 9 2 2 - 1 9 9 6 年 日本国公開実用新案公報 1 9 7 1 - 2 0 2 0 年 日本国実用新案登録公報 1 9 9 6 - 2 0 2 0 年 日本国登録実用新案公報 1 9 9 4 - 2 0 2 0 年		
国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）		
C. 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 6266161 B2（三菱電機株式会社）24.01.2018（2018 - 01 - 24） 段落[0014]-[0021], [0040], 図1	1-7
A	JP 2011-088491 A（株式会社ジェイテクト）06.05.2011（2011 - 05 - 06） 段落[0035], 図2	1-7
☐ 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 10.02.2020	国際調査報告の発送日 03.03.2020	
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） 佐藤 彰洋 3V 3936 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/JP2020/000942

引用文献			公表日	パテントファミリー文献	公表日
JP	6266161	B2	24.01.2018	US 2018/0022378 A1	
				段落[0043]-[0050], [0069],	
				図1	
				WO 2016/143121 A1	
				EP 3270502 A1	
				CN 107438943 A	
JP	2011-088491	A	06.05.2011	(ファミリーなし)	