

(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12月23日(23.12.2021)



(10) 国際公開番号
WO 2021/255887 A1

- (51) 国際特許分類:
H02P 23/04 (2006.01) *H02P 27/08* (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2020/023916
- (22) 国際出願日: 2020年6月18日(18.06.2020)
- (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). 古川 晃(FURUKAWA

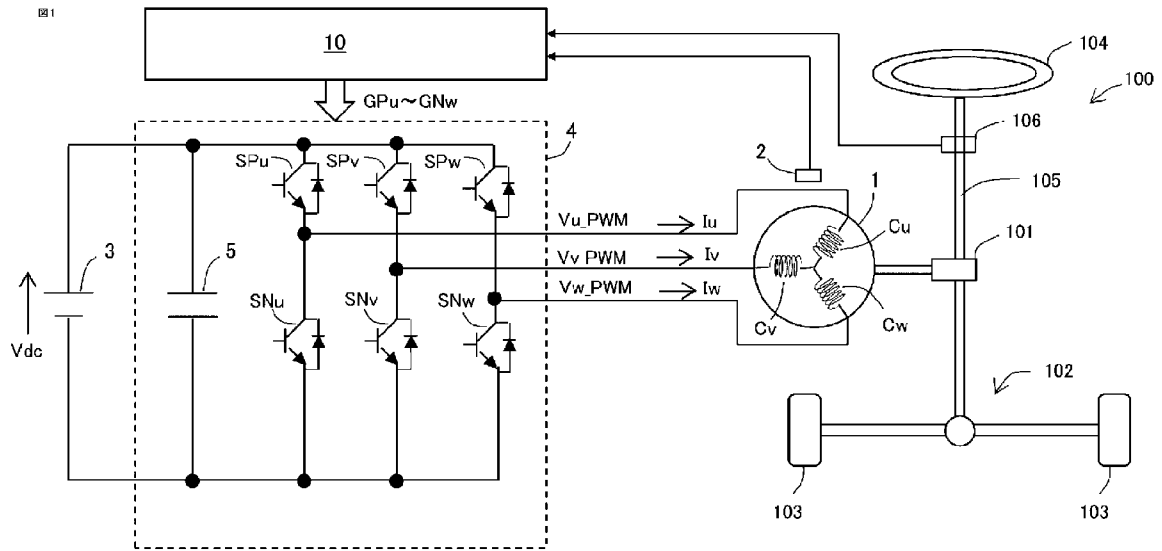
Akira); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 久保 建太(KUBO Kenta); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP).

(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, 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,

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

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



(57) Abstract: Provided is a control device for an AC rotating electric machine and an electric power steering device capable of accounting for the mechanical resonant period of the AC rotating electric machine to suppress increases in the sound of the AC rotating electric machine while also reducing noise. The control device (10) of the AC rotating electric machine switches, each switching cycle, among n zero-phase candidate voltage values sequentially to calculate as a zero-phase voltage value (Vz), and controls a switching element on and off on the basis of a voltage command value corrected by the zero-phase voltage value (Vz) where the deviation between the zero-phase voltage value (Vz) and the value obtained by delaying the zero-phase voltage value (Vz) by j times of the switching cycle (Tv) is defined as a zero-phase time lag deviation value (Vzdif), j is a natural number which minimizes the difference between the half



WO 2021/255887 A1

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 :

- 一 国際調査報告 (条約第21条(3))

cycle of a mechanical resonant cycle (T_m) of the AC rotating electric machine and the value of j times of the switching cycle (T_v), the n zero-phase candidate voltage values are preset such that a root mean square value (V_{zdif_rms}) of the zero-phase time lag deviation value is smaller than a root mean square value (V_{zAC_rms}) of the AC component of the zero-phase voltage value.

(57) 要約 : 交流回転電機の機械的な共振周期を考慮し、ノイズを低減しつつ、交流回転電機の騒音の増加を抑制できる交流回転電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。 n 個の零相候補電圧値を、切換周期 (T_v) 毎に順番に切り替えて零相電圧値 (V_z) として算出し、零相電圧値 (V_z) により補正した電圧指令値に基づいて、スイッチング素子をオンオフ制御し、零相電圧値 (V_z) と、零相電圧値 (V_z) を切換周期 (T_v) の j 倍値だけ遅らせた値との偏差を零相時間遅れ偏差値 (V_{zdif}) とし、 j は、交流回転電機の機械的な共振周期 (T_m) の半周期と、切換周期 (T_v) の j 倍値との差を最小にする自然数であり、 n 個の零相候補電圧値は、零相電圧値の交流成分の実効値 (V_{zAC_rms}) に比べて、零相時間遅れ偏差値の実効値 (V_{zdif_rms}) が小さくなるように、予め設定されている交流回転電機の制御装置 (10)。

明 細 書

発明の名称：

交流回転電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、交流回転電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] 特許文献1には、電気ノイズが小さい交流回転電機を提供するために、異なる周波数の複数のキャリア波を用意し、用意した複数のキャリア波から所定の時間毎にランダムに1つを選択し、選択したキャリア波を用いてPWM制御を行い、交流回転電機を駆動する技術が開示されている。

[0003] 特許文献2には、スイッチング周波数のディザリングによるノイズ（EMI）の低減手法として、少なくとも1つのレジスタを含んでいる制御装置を用い、その動作パラメータに基づいてモータを制御するためにモータと信号通信する制御装置を提供する工程と、第1のクロック周波数を選択する工程と、第1のスイッチング周波数を選択する工程と、少なくとも1つのレジスタを初期化し、それにより、定められた少なくとも1つの数を設定する工程と、第1のホッピング期間を選択する工程と、少なくとも1つのレジスタの定められた少なくとも1つの数、第1のクロック周波数、及び第1のホッピング周波数に基づいて、パルス変調のスイッチング周波数をランダムに変調する工程と、を備える技術が開示されている。

[0004] 特許文献3には、オフセット電圧を演算するオフセット電圧演算部と、3相の電圧指令値のそれぞれに等しくオフセット電圧を加算することによって、修正三相電圧指令値を出力する修正三相電圧指令値演算部と、を備え、オフセット電圧演算部は、オフセット電圧として、値が異なるn個のオフセット候補電圧を、設定された時間毎に切り替えて出力することにより、3相巻線への印加電圧のオンタイミング及びオフタイミングを等しく変動させ、ノ

イズ（EMI）を低減する技術が開示されている。

先行技術文献

特許文献

[0005] 特許文献1：特開2001-346393号公報

特許文献2：特許第4629938号

特許文献3：特許第6644172号

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0006] 特許文献1及び特許文献2の技術には、以下（1）及び（2）の課題がある。

（1）キャリア波の周波数を複数用意して、その複数の周波数から1つを選択するような方法においては、複数のキャリア波を記憶する必要があり、複数の周波数のキャリア波に対応させてPWM制御を行う必要があるため、メモリー容量及び処理負荷が増加し、廉価なマイコン（CPU）への実装が容易でない。

（2）キャリア波を任意に変更できるように、マイコン（CPU）に実装することは容易でない。

[0007] そこで、特許文献3においては、（1）、（2）の課題に対して、PWM制御そのものを変更することなく、処理の追加が容易なオフセット電圧の加算を用い、ノイズ（EMI）を低減している。

[0008] しかし、特許文献3の技術では、交流回転電機の機械的な共振周期の特性が考慮されておらず、値が異なるn個のオフセット候補電圧から順番に選択されたランダムなオフセット電圧の加算により、印加電圧に含まれる機械的な共振周期の成分が増大し、交流回転電機の騒音が増大されてしまう場合がある。特許文献3には、どのように、n個のオフセット候補電圧を設定すれば、交流回転電機の機械的な共振周期により、交流回転電機の騒音が増大しないようになるか記載されていない。

[0009] そこで、本願は、交流回転電機の機械的な共振周期を考慮し、ノイズ（EMI）を低減しつつ、交流回転電機の騒音の増加を抑制できる交流回転電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ことを目的とする。

課題を解決するための手段

[0010] 本願に係る交流回転電機の制御装置は、3相の巻線が巻装されたステータとロータとを有する交流回転電機を、複数のスイッチング素子を有するインバータを介して制御する交流回転電機の制御装置であって、

前記3相の巻線に印加する3相の電圧指令値、又は前記3相の巻線に印加する電圧を、前記3相の巻線に関連付けた2軸の固定座標系で表した指令電圧ベクトルを算出する電圧指令算出部と、

値が異なる n 個（ n は2以上の自然数）の零相候補電圧値を、切換周期毎に順番に切り替えて零相電圧値として算出する零相電圧値算出部と、

前記零相電圧値に基づいて、前記3相の電圧指令値又は前記指令電圧ベクトルを補正する電圧指令補正部と、

前記電圧指令補正部による、補正後の前記3相の電圧指令値又は補正後の前記指令電圧ベクトルに基づいて、前記複数のスイッチング素子をオンオフ制御するPWM制御部と、を備え、

前記零相電圧値と、前記零相電圧値を前記切換周期の j 倍値（ j は1以上の自然数）だけ遅らせた時間遅れ零相電圧値との偏差を零相時間遅れ偏差値とし、

j は、前記交流回転電機の機械的な共振周期の半周期と、前記切換周期の j 倍値との差を最小にする自然数であり、

前記 n 個の零相候補電圧値は、前記零相電圧値の交流成分の実効値に比べて、前記零相時間遅れ偏差値の実効値が小さくなるように、予め設定されているものである。

[0011] 本願に係る電動パワーステアリング装置は、
上記の交流回転電機の制御装置と、
前記インバータと、

前記交流回転電機と、
前記交流回転電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PWM制御部のPWM周期は、 $60\mu\text{s}$ 以下に設定され、
前記交流回転電機の機械的な前記共振周期は、 $200\mu\text{s}$ 以上、 $500\mu\text{s}$ 以下の範囲内である。

発明の効果

[0012] n 個の零相候補電圧値が、上記のように予め設定されることで、零相電圧値及び零相時間遅れ偏差値に含まれる機械的な共振周期の成分が小さくすることができ、共振による交流回転電機の騒音の増加を抑制することができる。よって、本願に係る交流回転電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、ノイズ（EMI）を低減しつつ、交流回転電機の騒音の増加を抑制できる。

図面の簡単な説明

[0013] [図1]実施の形態1に係る交流回転電機、インバータ、及び制御装置の概略構成図である。

[図2]実施の形態1に係る制御装置のブロック図である。

[図3]実施の形態1に係る制御装置のハードウェア構成図である。

[図4]実施の形態1に係る $n = 80$ の零相候補電圧値の設定例を示す図である。

[図5]実施の形態1に係るPWM制御を説明するタイムチャートである。

[図6]実施の形態1に係る零相電圧値の加算後のPWM制御を説明するタイムチャートである。

[図7]零相電圧値を加算しない比較例に係る印加電圧の周波数解析結果を示す図である。

[図8]実施の形態1に係る $n = 80$ の場合の印加電圧の周波数解析結果を示す図である。

[図9]実施の形態1に係る巻線電流に対する交流回転電機の騒音の感度特性を

示す図である。

[図10]実施の形態1に係る $n = 80$ の場合の零相電圧値及び零相時間遅れ偏差値のタイムチャートである。

[図11]実施の形態1に係る $n = 80$ の場合の零相電圧値及び零相時間遅れ偏差値の周波数解析結果を示す図である。

[図12]比較例に係る零相電圧値及び零相時間遅れ偏差値のタイムチャートである。

[図13]比較例に係る零相電圧値及び零相時間遅れ偏差値の周波数解析結果を示す図である。

[図14]実施の形態1に係る零相電圧値の設定を変えた場合の騒音レベルの実測結果を示す図である。

[図15]実施の形態1に係る $n = 2$ の場合の零相電圧値及び零相時間遅れ偏差値のタイムチャートである。

[図16]実施の形態1に係る $n = 2$ の場合の零相電圧値及び零相時間遅れ偏差値の周波数解析結果を示す図である。

[図17]実施の形態1に係る $n = 2$ の場合の印加電圧の周波数解析結果を示す図である。

[図18]実施の形態1に係る $n = 10$ の零相候補電圧値の設定例を示す図である。

[図19]実施の形態1に係る $n = 10$ の場合の零相電圧値及び零相時間遅れ偏差値のタイムチャートである。

[図20]実施の形態1に係る $n = 10$ の場合の零相電圧値及び零相時間遅れ偏差値の周波数解析結果を示す図である。

[図21]実施の形態1に係る $n = 10$ の場合の印加電圧の周波数解析結果を示す図である。

[図22]実施の形態1に係る $n = 40$ の零相候補電圧値の設定例を示す図である。

[図23]実施の形態1に係る $n = 40$ の場合の零相電圧値及び零相時間遅れ偏

差値のタイムチャートである。

[図24]実施の形態1に係る $n = 40$ の場合の零相電圧値及び零相時間遅れ偏差値の周波数解析結果を示す図である。

[図25]実施の形態1に係る $n = 40$ の場合の印加電圧の周波数解析結果を示す図である。

[図26]実施の形態1に係る $n = 10$ において、振幅2倍にした場合の印加電圧の周波数解析結果を示す図である。

[図27]実施の形態2に係る交流回転電機、インバータ、及び制御装置の概略構成図である。

[図28]実施の形態2に係るPWM制御及び電流検出を説明するタイムチャートである。

[図29]実施の形態2に係る抵抗を設けない場合の1相分の直列回路の等価回路を示す図である。

[図30]実施の形態2に係る抵抗を設ける場合の1相分の直列回路の等価回路を示す図である。

[図31]実施の形態2に係る、巻線電流が小さい状態で、零相電圧値の設定を変えた場合の騒音レベルの実測結果を示す図である。

[図32]実施の形態2に係る、巻線電流が大きい状態で、零相電圧値の設定を変えた場合の騒音レベルの実測結果を示す図である。

[図33]実施の形態3に係る電圧ベクトルを説明する図である。

[図34]実施の形態3に係る8つのオンオフパターン及び電圧ベクトルを説明する図である。

[図35]実施の形態3に係るPWM制御を説明するタイムチャートである。

発明を実施するための形態

[0014] 1. 実施の形態1

実施の形態1に係る交流回転電機の制御装置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電機1、インバータ4、及び制御装置10の概略構成図である。本

実施の形態では、交流回転電機 1 が、電動パワーステアリング装置 100 の駆動力源となっており、交流回転電機 1、インバータ 4 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。

[0015] 1-1. 交流回転電機 1

交流回転電機 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。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。

[0016] 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、制御装置 10 に入力される。

[0017] 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。

[0018] 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_{P_v} と V 相の負極側のスイッチング素子 S_{N_v} 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_{P_w} と W 相の負極側のスイッチング素子 S_{N_w} 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。平滑コンデンサ 5 が、直流電源 3 の正極側と負極側との間に接続されている。

[0019] スwitching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switching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switching素子は、制御装置10から出力されたswitching信号Gpu~GNwによりオン又はオフされる。

[0020] 直流電源3は、インバータ4に直流電圧Vdcを出力する。本実施の形態では、直流電圧Vdcは、12Vとされている。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、直流電圧Vdc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、直流電圧Vdc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、検出した直流電圧Vdcを用いて、制御を行ってもよい。

[0021] 1-3. 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、交流回転電機の制御装置10と、インバータ4と、交流回転電機1と、交流回転電機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。

[0022] 交流回転電機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Tsを検出するトルクセンサ106と、交流回転電機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。

[0023] 1-4. 制御装置10

制御装置10は、インバータ4を介して交流回転電機1を制御する。図2に示すように、制御装置10は、回転検出部31、電圧指令算出部32、零相電圧値算出部33、電圧指令補正部34、及びPWM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。具体的には、制御装置10は、図3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。

[0024] 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、トルクセンサ106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。

[0025] そして、制御装置10が備える各制御部31~35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等の制御装置10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31~35等が用いるn個の零相候補電圧値 $V_{zc_1} \sim V_{zc_n}$ 、

切換周期 T_v 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、制御装置10の各機能について詳細に説明する。

[0026] <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 θ 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）。

[0027] <電圧指令算出部32>

電圧指令算出部32は、3相の巻線に印加する3相の電圧指令値 V_{ub} 、 V_{vb} 、 V_{wb} を算出する。

[0028] 本実施の形態では、電圧指令算出部32は、トルクセンサ106の出力信号に基づいて、運転者の操舵トルク T_s を検出する。電圧指令算出部32は、操舵トルク T_s 及び磁極位置 θ に基づいて、3相の電圧指令値 V_{ub} 、 V_{vb} 、 V_{wb} を算出する。以下、詳細に説明する。

[0029] 電圧指令算出部32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。

$$I_{qo} = K_a \times T_s$$

$$I_{do} = 0 \quad \dots (1-1)$$

[0030] ここで、 K_a は、定数であるが、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_{qo} 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。また、d軸及びq軸の電流指令値 I_{do} 、 I_{qo} は、最大トルク電流制御、弱め磁束制御等の公知のベクトル制御法によって、決定されてもよい。なお、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。

[0031] 電圧指令算出部32は、次式に示すように、d軸及びq軸の電流指令値 I_{d0} 、 I_{q0} を、交流回転電機1の諸元(巻線の抵抗値 R 、d軸インダクタンス L_d 、q軸インダクタンス L_q 、永久磁石による鎖交磁束 ϕ)、及び回転角速度 ω に基づいて、d軸の電圧指令値 V_{d0} 及びq軸の電圧指令値 V_{q0} に変換する。

$$V_{d0} = R \times I_{d0} - \omega \times L_q \times I_{q0}$$

$$V_{q0} = R \times I_{q0} - \omega \times (L_d \times I_{d0} + \phi) \quad \dots (1-2)$$

[0032] そして、電圧指令算出部32は、次式に示すように、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、3相の電圧指令値 V_{ub} 、 V_{vb} 、 V_{wb} に変換する。

[数1]

数1

$$\begin{bmatrix} V_{ub} \\ V_{vb} \\ V_{wb} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{d0} \\ V_{q0} \end{bmatrix} \quad \dots (1-3)$$

[0033] なお、電圧指令算出部32は、3相の電圧指令値 V_{ub} 、 V_{vb} 、 V_{wb} に対して、3次高調波重畳等の公知の変調を加えてもよい。

[0034] <零相電圧値算出部33>

零相電圧値算出部33は、値が異なる n 個(n は2以上の自然数)の零相候補電圧値 V_{zc_1} 、 V_{zc_2} 、 \dots 、 V_{zc_n} を、切換周期 T_v 毎に順番に切り替えて零相電圧値 V_z として算出する。なお、 n 個の零相候補電圧値 $V_{zc_1} \sim V_{zc_n}$ の設定値については、後述する。

[0035] 例えば、図4に、 $n=80$ の場合の80個の零相候補電圧値 $V_{zc_1} \sim V_{zc_80}$ の設定例を示す。零相電圧値算出部33は、80個の零相候補電圧値 $V_{zc_1} \sim V_{zc_80}$ が予め設定された零相候補電圧値テーブルデータを参照し、切換周期 T_v 毎に、1番目の零相候補電圧値 V_{zc_1} から80番目の零相候補電圧値 V_{zc_80} まで順番に選択し、選択した零相

候補電圧値 V_{zc} を零相電圧値 V_z として算出する。なお、80番目の零相候補電圧値 V_{zc_80} の次は、1番目の零相候補電圧値 V_{zc_1} が選択される。よって、切換周期 T_v の n 倍値が、 n 個の零相候補電圧値 $V_{zc_1} \sim V_{zc_n}$ が一巡して、零相電圧値 V_z に設定される一巡周期 T_{vn} ($= n \times T_v$) になる。

[0036] <電圧指令補正部34>

電圧指令補正部34は、零相電圧値 V_z に基づいて、3相の電圧指令値 V_{ub} 、 V_{vb} 、 V_{wb} を補正する。本実施の形態では、電圧指令補正部34は、次式に示すように、3相の電圧指令値 V_{ub} 、 V_{vb} 、 V_{wb} のそれぞれに、零相電圧値 V_z を加算して、補正後の3相の電圧指令値 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} を算出する。

$$V_{uc} = V_{ub} + V_z$$

$$V_{vc} = V_{vb} + V_z \quad \dots (1-4)$$

$$V_{wc} = V_{wb} + V_z$$

[0037] <PWM制御部35>

PWM制御部35は、電圧指令補正部34による、補正後の3相の電圧指令値 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} に基づいて、インバータ4の複数のスイッチング素子をオンオフ制御する。PWM制御部35は、PWM周期 T_c で振動するキャリア波 CA と、補正後の3相の電圧指令値 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} のそれぞれとを比較し、比較結果に基づいて、複数のスイッチング素子をオンオフ制御する。

[0038] 図5に示すように、キャリア波 CA は、PWM周期 T_c で0を中心に直流電圧の半分値 $V_{dc}/2$ の振幅で振動する三角波とされている。PWM制御部35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、PW

M制御部35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] <零相電圧値 V_z の加算後のPWM制御の例>

図6に、零相電圧値 V_z の加算後のPWM制御の例を示す。零相電圧値 V_z の切換周期 T_v は、PWM周期 T_c と同じに設定されており、キャリア波CAの谷の頂点のタイミングで、零相電圧値 V_z が切り替えられている。切換周期 T_v は、PWM周期 T_c と異なるように設定されてもよい。例えば、切換周期 T_v は、PWM周期 T_c の自然数倍に設定されてもよいし、PWM周期 T_c の半周期の自然数倍に設定されてもよい。

[0040] 切換周期 T_v 毎に、1番目の零相候補電圧値 V_{zc_1} 、2番目の零相候補電圧値 V_{zc_2} 、3番目の零相候補電圧値 V_{zc_3} 、4番目の零相候補電圧値 V_{zc_4} 、・・・の順に、順番に零相電圧値 V_z に設定されている。図6では、簡単化のため、3相の電圧指令値 V_{ub} 、 V_{vb} 、 V_{wb} が0に設定されている。そのため、零相電圧値 V_z の加算後の3相の電圧指令値 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} が全て同じ値になっている。

[0041] 上述したように、加算後の3相の電圧指令値 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} とキャリア波CAとが比較され、3相の正極側及び負極側のスイッチング信号が生成される。その結果、3相の巻線には、3相の正極側のスイッチング信号がオンの場合は、直流電圧 V_{dc} が印加され、3相の正極側のスイッチング信号がオフの場合は、0Vが印加される。図6には、3相の巻線に印加される印加電圧 V_{u_PWM} 、 V_{v_PWM} 、 V_{w_PWM} を示している。3相

の電圧指令値 V_{ub} 、 V_{vb} 、 V_{wb} が一定値であるにも関わらず、零相電圧値 V_z を加算することによって、キャリア波 CA の谷の頂点の基準タイミング t_{b_1} 、 t_{b_2} 、 t_{b_3} に対する、各相の印加電圧 V_{u_PWM} 、 V_{v_PWM} 、 V_{w_PWM} が、 $0V$ から直流電圧 V_{dc} に切り関わるタイミングの期間 Δt_{on_1} 、 Δt_{on_2} 、 Δt_{on_3} 、及び各相の印加電圧 V_{u_PWM} 、 V_{v_PWM} 、 V_{w_PWM} が $0V$ から直流電圧 V_{dc} に切り関わるタイミングの期間 Δt_{off_1} 、 Δt_{off_2} 、 Δt_{off_3} が、3相等しく変動している。

[0042] <PWM制御による印加電圧への高調波成分の重畳>

PWM制御により、3相巻線の印加電圧 V_{u_PWM} 、 V_{v_PWM} 、 V_{w_PWM} は、PWM周期 T_c の矩形波となり、本来印加したい3相の電圧指令値の成分の他に、多くの高調波成分が含まれる。その高調波成分に起因して、インバータ4から周辺機器へノイズ（EMI）が伝導又は放射し、周辺機器を誤動作させる要因になる。よって、3相巻線の印加電圧 V_{u_PWM} 、 V_{v_PWM} 、 V_{w_PWM} に含まれる高調波成分は可能な限り低減することが好ましい。

[0043] 図7に、零相電圧値 V_z を常に0に設定した場合、すなわち、零相電圧値 V_z を加算しない場合の、U相巻線の印加電圧 V_{u_PWM} の周波数解析結果（解析の周波数範囲： $150kHz \sim 3000kHz$ ）である。同図において、点線が各成分のレベルを繋いだ高調波成分のレベルである。インバータ4より生じるノイズを低減するためには、この高周波成分のレベルを低減する必要がある。

[0044] <零相電圧値 V_z の加算による高調波成分の低減>

図8に、図4の80個の零相候補電圧値による零相電圧値 V_z を加算した場合の、U相巻線の印加電圧 V_{u_PWM} の周波数解析結果を示す。なお、 $T_c = T_v = 50\mu s$ に設定している。図8には、図7に示した零相電圧値 V_z を加算しない場合の高調波成分のレベルを点線で示している。同図より、零相電圧値 V_z の加算により、印加電圧のオンタイミング及びオフタイミ

ングが全相等しく変動するため、 $150\text{kHz} \sim 3000\text{kHz}$ の多くの帯域において、高調波成分が低減しており、インバータ4より生じるノイズ（EMI）を低減することができる。

[0045] <零相電圧値 V_z に含まれる機械的共振成分の低減の必要性>

インバータ4を含む交流回転電機1により生じる騒音を低減するためには、零相電圧値 V_z に含まれる交流回転電機1の機械的な共振周期 T_m の成分を可能な限り低減することが重要である。特に、電動パワーステアリング装置100においては、静粛性が求められるため、このことが非常に重要である。

[0046] ここで、ノイズ低減のための零相電圧値 V_z の加算により、交流回転電機1に騒音が生じる理由について説明する。零相電圧値 V_z は、3相の電圧指令値 V_{ub} 、 V_{vb} 、 V_{wb} に3相等しく加算されるので、対称座標法における「零相電圧」に相当する。そのため、交流回転電機1が3相3線式であるならば、零相電圧値 V_z の加算により、2つの相電圧の間の線間電圧は変化せず、3相の巻線電流 I_u 、 I_v 、 I_w は変化しない。しかし、現実には、インバータ4の正極側のスイッチング素子と負極側のスイッチング素子との間における、導通抵抗の差、ドレインソース間の電圧差（MOSFETの場合）、コレクターエミッタ間の電圧差（IGBT、バイポーラトランジスタの場合）が生じることにより、零相電圧値 V_z の加算により、3相の巻線電流 I_u 、 I_v 、 I_w が変化する。これによって、周波数帯によって、交流回転電機1から騒音が生じる場合がある。

[0047] 図9は、電動パワーステアリング装置用の交流回転電機1で測定した、巻線電流に対する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、交流回転電機1の騒音が大きくなる。この交流回転電機1では、 2500Hz 近傍にピークが存在する。これは、交流回転電機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_m は、 $400\mu\text{s}$ ）であることによる。

[0048] なお、交流回転電機1の機械的な共振は、交流回転電機1のフレーム、或

いは交流回転電機 1、インバータ 4、及び制御装置 10 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。

[0049] 零相電圧値 V_z の加算により生じる巻線電流の変動成分に含まれる様々な周波数のうち、交流回転電機 1 の機械的な共振周波数に近い周波数の成分は、交流回転電機 1 の騒音になりやすい。よって、零相電圧値 V_z に含まれる交流回転電機 1 の機械的な共振周期 T_m の成分を低減することが望まれる。

[0050] <考え方 A を満たす n 個の零相候補電圧値の設定>

次に、零相電圧値 V_z に含まれる機械的な共振周期 T_m の成分を低減する n 個の零相候補電圧値の設定法について説明する。

[0051] 本願の n 個の零相候補電圧値の設定は、以下の考え方 A に基づく。

考え方 A :

次式に示すように、 n 個の零相候補電圧値 $V_{zc_1} \sim V_{zc_n}$ を、零相電圧値 V_z の交流成分 V_{zAC} の実効値 V_{zAC_rms} に比べて、零相時間遅れ偏差値 V_{zdif} の実効値 V_{zdif_rms} が小さくなるように、予め設定する。

$$V_{zAC_rms} > V_{zdif_rms} \quad \dots (1-5)$$

[0052] ここで、零相電圧値 V_z の交流成分 V_{zAC} は、次式に示すように、零相電圧値 V_z から直流成分（零相電圧値 V_z の一巡周期 $T_{vn} (= n \times T_v)$ の平均値) を減算した値になる。零相電圧値の交流成分 V_{zAC} の実効値 V_{zAC_rms} は、次式に示すように、零相電圧値の交流成分 V_{zAC} の 2 乗値を、一巡周期 T_{vn} で平均した値の平方根になる。ここで、 t は、時間である。

[数2]

数 2

$$V_{zAC}(t) = V_z(t) - \frac{1}{T_{vn}} \int_0^{T_{vn}} V_z(t) dt$$

$$V_{zAC_rms} = \sqrt{\frac{1}{T_{vn}} \int_0^{T_{vn}} V_{zAC}(t)^2 dt} \quad \dots (1-6)$$

[0053] また、零相時間遅れ偏差値 V_{zdif} は、次式に示すように、零相電圧値 V_z と、零相電圧値 V_z を切換周期 T_v の j 倍値 (j は 1 以上の自然数) だけ遅らせた時間遅れ零相電圧値との偏差である。ここで、 j は、交流回転電機の機械的な共振周期の半周期 $T_m/2$ と、切換周期 T_v の j 倍値との差を最小にする自然数に設定される。

[数3]

数 3

$$V_{zdif}(t) = V_z(t) - V_z(t - j \times T_v) \quad \dots (1-7)$$

[0054] 零相時間遅れ偏差値 V_{zdif} の実効値 V_{zdif_rms} は、次式に示すように、零相時間遅れ偏差値 V_{zdif} の 2 乗値を、一巡周期 T_{vn} で平均した値の平方根になる。

[数4]

数 4

$$V_{zdif_rms} = \sqrt{\frac{1}{T_{vn}} \int_0^{T_{vn}} V_{zdif}(t)^2 dt} \quad \dots (1-8)$$

[0055] 以上が、考え方 A である。

[0056] <n 個の零相候補電圧値の設定例>

次に、図 9 に示したように、交流回転電機 1 の機械的な共振周期周波数が 2500 Hz (機械的な共振周期 $T_m = 400 \mu\text{s}$) であり、零相電圧値 V_z の切換周期 $T_v = 100 \mu\text{s}$ である場合は、共振周期の半周期 $T_m/2$ と、切換周期 T_v の j 倍値との差を最小にする j は、 $j = 2$ になる。図 10 の上段に、図 4 に示した 80 個の零相候補電圧値を切換周期 T_v で順番に出力された零相電圧値 $V_z(t)$ を示す、図 10 の下段に、式 (1-7) に示すように、零相電圧値 $V_z(t)$ から、零相電圧値 $V_z(t)$ を切換周期 T_v の j 倍値 (本例では、 $100 \mu\text{s} \times 2 = 200 \mu\text{s}$) だけ遅らせた時間遅れ零相電圧値 $V_z(t - 200 \mu\text{s})$ を減算した零相時間遅れ偏差値 $V_{zdif}(t)$ を示す。

[0057] 式 (1-6) を用い、図 10 の上段の零相電圧値 $V_z(t)$ の交流成分の

実効値 V_{zAC_rms} を計算すると、 $V_{zAC_rms} = 0.3445V$ である。一方、式 (1-8) を用い、図 10 の下段の零相時間遅れ偏差値 $V_{zdif}(t)$ の実効値 V_{zdif_rms} を計算すると、 $V_{zdif_rms} = 0.329V$ である。よって、式 (1-5) のように、 $V_{zAC_rms} > V_{zdif_rms}$ になるように、80 個の零相候補電圧値が設定されており、上記の考え方 A を満たしている。

[0058] 図 11 の上段に、図 10 の上段の零相電圧値 V_z の周波数解析結果を示し、図 11 の下段に、図 10 の下段の零相時間遅れ偏差値 V_{zdif} の周波数解析結果を示す。考え方 A を満たす場合は、図 11 に示すように、零相電圧値 V_z 及び零相時間遅れ偏差値 V_{zdif} に含まれる機械的共振周波数 (2500 Hz 近傍) の成分が小さくなっている。これにより、零相電圧値 V_z に含まれる交流回転電機 1 の機械的な共振周期 T_m の成分を低減することができ、交流回転電機 1 の騒音を低減することができる。

[0059] 次に、考え方 A を満たさない n 個の零相候補電圧値の設定例として、特許文献 3 (段落 0036~0038) に記載された 7 個の零相候補電圧値 ($V_{zc_1} = -0.75V$ 、 $V_{zc_2} = -0.5V$ 、 $V_{zc_3} = 0V$ 、 $V_{zc_4} = 0.75V$ 、 $V_{zc_5} = 0.5V$ 、 $V_{zc_6} = -0.25V$ 、 $V_{zc_7} = 0.25V$) を用いて説明する。

[0060] 図 12 の上段に、特許文献 3 の 7 個の零相候補電圧値を用いた場合の零相電圧値 $V_z(t)$ を示す、図 12 の下段に、零相電圧値 $V_z(t)$ から、零相電圧値 $V_z(t)$ を $200\mu s$ だけ遅らせた時間遅れ零相電圧値 $V_z(t - 200\mu s)$ を減算した零相時間遅れ偏差値 $V_{zdif}(t)$ を示す。図 12 の上段の特許文献 3 の零相電圧値 $V_z(t)$ の交流成分の実効値 V_{zAC_rms} を計算すると、 $V_{zAC_rms} = 0.500V$ である。一方、図 12 の下段の特許文献 3 の零相時間遅れ偏差値 $V_{zdif}(t)$ の実効値 $V_{zdif_rms} = 0.7789V$ である。よって、 $V_{zAC_rms} < V_{zdif_rms}$ であり、上記の考え方 A を満足しない。

[0061] 図 13 の上段に、図 12 の上段の特許文献 3 の零相電圧値 V_z の周波数解

析結果を示し、図11の下段に、図12の下段の特許文献3の零相時間遅れ偏差値 V_{zdif} の周波数解析結果を示す。考え方Aを満足しない場合は、図13に示すように、零相電圧値 V_z 及び零相時間遅れ偏差値 V_{zdif} に含まれる機械的な共振周波数(2500Hz近傍)の成分が大きくなっている。これにより、零相電圧値 V_z に含まれる交流回転電機1の機械的な共振周期 T_m の成分が大きく、交流回転電機1の騒音が大きくなる。

[0062] 図14に、図9の感度特性を有する電動パワーステアリング装置用の交流回転電機1における、零相電圧値 V_z の設定を変えた場合の騒音レベルの実測結果を示す。図14の左側は、零相電圧値 $V_z(t) = 0$ の場合であり、図14の中央は、特許文献3の7個の零相候補電圧値による零相電圧値 $V_z(t)$ の場合であり、図14の右側は、図4の80個の零相候補電圧値による零相電圧値 $V_z(t)$ の場合である。図14の中央の考え方Aを満たしていない特許文献3の場合は、左側の零相電圧値 $V_z = 0$ の場合よりも騒音が悪化している(特に、機械的共振周波数に近い2.8kHz)。一方、図14の右側の考え方Aを満たす本願の場合は、左側の零相電圧値 $V_z = 0$ の場合よりも全体的に騒音が低下しており、機械的共振周波数においても、騒音が増加しておらず、低下している。

[0063] よって、考え方Aを満たすように n 個の零相候補電圧値を設定し、零相電圧値 V_z を3相電圧指令値に加算することで、交流回転電機1の機械的共振周波数帯を含み、多くの周波数帯において、交流回転電機1の騒音を低減することができる。

[0064] < n 個の零相候補電圧値の第1変形例>

n 個の零相候補電圧値の変形例について説明する。 n 個の零相候補電圧値は、考え方Aを満たすように設定されればよく、図4の80個の零相候補電圧値に限定されない。以下、具体例を述べていく。

[0065] $n = 2$ に設定され、1番目の零相候補電圧値 $V_{zc_1} = -0.5V$ 、2番目の零相候補電圧値 $V_{zc_1} = 0.5V$ に設定されている場合について説明する。図15の上段に、2個の零相候補電圧値 V_{zc_1} 、 V_{zc_2}

が切換周期 $T_v = 100 \mu s$ で順番に出力された零相電圧値 $V_z(t)$ を示す。図16の下段に、考え方Aを満たすように $j = 2$ に設定し、零相電圧値 $V_z(t)$ から、零相電圧値 $V_z(t)$ を切換周期 T_v の j 倍値（本例では、 $100 \mu s \times 2 = 200 \mu s$ ）だけ遅らせた時間遅れ零相電圧値 $V_z(t - 200 \mu s)$ を減算した零相時間遅れ偏差値 $V_{zdif}(t)$ を示す。

[0066] 図15の上段の零相電圧値 $V_z(t)$ の交流成分の実効値 $V_{zAC_rms} = 0.500 V$ であり、図15の下段の零相時間遅れ偏差値 $V_{zdif}(t)$ の実効値 $V_{zdif_rms} = 0 V$ であり、 $V_{zAC_rms} > V_{zdif_rms}$ になり、考え方Aが満たされている。

[0067] 図16の上段に、図15の上段の零相電圧値 V_z の周波数解析結果を示し、図16の下段に、図15の下段の零相時間遅れ偏差値 V_{zdif} の周波数解析結果を示す。考え方Aを満たす場合は、図16に示すように、零相電圧値 V_z 及び零相時間遅れ偏差値 V_{zdif} に含まれる機械的共振周波数（ $2500 Hz$ 近傍）の成分が小さくなっている。これにより、零相電圧値 V_z に含まれる交流回転電機1の機械的な共振周期 T_m の成分を低減することができ、交流回転電機1の騒音を低減することができる。

[0068] 図17に、2個の零相候補電圧値による零相電圧値 V_z を加算した場合の、U相巻線の印加電圧 V_u_PWM の周波数解析結果を示す。図17には、図7に示した零相電圧値 V_z を加算しない場合の高調波成分のレベルを点線で示している。同図より、零相電圧値 V_z の加算により、印加電圧のオンタイミング及びオフタイミングが全相等しく変動するため、 $150 kHz \sim 3000 kHz$ の多くの帯域において、高調波成分が低減しており、インバータ4より生じるノイズを低減することができる。考え方Aを満たしているので、交流回転電機1の機械的共振周波数帯を含み、多くの周波数帯において、交流回転電機1の騒音を低減することができる。

[0069] <n個の零相候補電圧値の第2変形例>

図18に、 $n = 10$ の場合の10個の零相候補電圧値 $V_{zc_1} \sim V_{zc_10}$ の設定例を示す。零相電圧値算出部33は、切換周期 T_v 毎に、1番

目の零相候補電圧値 V_{zc_1} から 10 番目の零相候補電圧値 V_{zc_10} まで順番に選択し、選択した零相候補電圧値 V_{zc} を零相電圧値 V_z として算出する。なお、10 番目の零相候補電圧値 V_{zc_10} の次は、1 番目の零相候補電圧値 V_{zc_1} が選択される。

[0070] 図 19 の上段に、10 個の零相候補電圧値 $V_{zc_1} \sim V_{zc_10}$ が切換周期 $T_v = 100 \mu s$ で順番に出力された零相電圧値 $V_z(t)$ を示す。図 19 の下段に、考え方 A を満たすように $j = 2$ に設定し、零相電圧値 $V_z(t)$ から、零相電圧値 $V_z(t)$ を切換周期 T_v の j 倍値（本例では、 $100 \mu s \times 2 = 200 \mu s$ ）だけ遅らせた時間遅れ零相電圧値 $V_z(t - 200 \mu s)$ を減算した零相時間遅れ偏差値 $V_{zdiff}(t)$ を示す。

[0071] 図 19 の上段の零相電圧値 $V_z(t)$ の交流成分の実効値 $V_{zAC_rms} = 5.07 V$ であり、図 19 の下段の零相時間遅れ偏差値 $V_{zdiff}(t)$ の実効値 $V_{zdiff_rms} = 2.53 V$ であり、 $V_{zAC_rms} > V_{zdiff_rms}$ になり、考え方 A が満たされている。

[0072] 図 20 の上段に、図 19 の上段の零相電圧値 V_z の周波数解析結果を示し、図 20 の下段に、図 19 の下段の零相時間遅れ偏差値 V_{zdiff} の周波数解析結果を示す。考え方 A を満たす場合は、図 20 に示すように、零相電圧値 V_z 及び零相時間遅れ偏差値 V_{zdiff} に含まれる機械的共振周波数（ $2500 Hz$ 近傍）の成分が小さくなっている。これにより、零相電圧値 V_z に含まれる交流回転電機 1 の機械的な共振周期 T_m の成分を低減することができ、交流回転電機 1 の騒音を低減することができる。

[0073] 図 21 に、10 個の零相候補電圧値による零相電圧値 V_z を加算した場合の、U 相巻線の印加電圧 V_u_PWM の周波数解析結果を示す。図 21 には、図 7 に示した零相電圧値 V_z を加算しない場合の高調波成分のレベルを点線で示している。同図より、零相電圧値 V_z の加算により、印加電圧のオンタイミング及びオフタイミングが全相等しく変動するため、 $150 kHz \sim 3000 kHz$ の多くの帯域において、高調波成分が低減しており、インバータ 4 より生じるノイズを低減することができる。また、考え方 A を満たし

ているので、交流回転電機 1 の機械的共振周波数帯を含み、多くの周波数帯において、交流回転電機 1 の騒音を低減することができる。

[0074] <n 個の零相候補電圧値の第 3 変形例>

図 2 2 に、 $n = 40$ の場合の 40 個の零相候補電圧値 $V_{zc_1} \sim V_{zc_40}$ の設定例を示す。零相電圧値算出部 33 は、切換周期 T_v 毎に、1 番目の零相候補電圧値 V_{zc_1} から 40 番目の零相候補電圧値 V_{zc_40} まで順番に選択し、選択した零相候補電圧値 V_{zc} を零相電圧値 V_z として算出する。なお、40 番目の零相候補電圧値 V_{zc_40} の次は、1 番目の零相候補電圧値 V_{zc_1} が選択される。

[0075] 図 2 3 の上段に、40 個の零相候補電圧値 $V_{zc_1} \sim V_{zc_40}$ が切換周期 $T_v = 100 \mu s$ で順番に出力された零相電圧値 $V_z(t)$ を示す。図 2 3 の下段に、考え方 A を満たすように $j = 2$ に設定し、零相電圧値 $V_z(t)$ から、零相電圧値 $V_z(t)$ を切換周期 T_v の j 倍値（本例では、 $100 \mu s \times 2 = 200 \mu s$ ）だけ遅らせた時間遅れ零相電圧値 $V_z(t - 200 \mu s)$ を減算した零相時間遅れ偏差値 $V_{zdif}(t)$ を示す。

[0076] 図 2 3 の上段の零相電圧値 $V_z(t)$ の交流成分の実効値 $V_{zAC_rms} = 3.94 V$ であり、図 2 3 の下段の零相時間遅れ偏差値 $V_{zdif}(t)$ の実効値 $V_{zdif_rms} = 3.18 V$ であり、 $V_{zAC_rms} > V_{zdif_rms}$ になり、考え方 A が満たされている。

[0077] 図 2 4 の上段に、図 2 3 の上段の零相電圧値 V_z の周波数解析結果を示し、図 2 4 の下段に、図 2 3 の下段の零相時間遅れ偏差値 V_{zdif} の周波数解析結果を示す。考え方 A を満たす場合は、図 2 4 に示すように、零相電圧値 V_z 及び零相時間遅れ偏差値 V_{zdif} に含まれる機械的共振周波数（ $2500 Hz$ 近傍）の成分が小さくなっている。これにより、零相電圧値 V_z に含まれる交流回転電機 1 の機械的な共振周期 T_m の成分を低減することができ、交流回転電機 1 の騒音を低減することができる。

[0078] 図 2 5 に、40 個の零相候補電圧値による零相電圧値 V_z を加算した場合の、U 相巻線の印加電圧 V_u_PWM の周波数解析結果を示す。図 2 5 には

、図7に示した零相電圧値 V_z を加算しない場合の高調波成分のレベルを点線で示している。同図より、零相電圧値 V_z の加算により、印加電圧のオンタイミング及びオフタイミングが全相等しく変動するため、 $150\text{kHz} \sim 3000\text{kHz}$ の多くの帯域において、高調波成分が低減しており、インバータ4より生じるノイズを低減することができる。また、考え方Aを満たしているので、交流回転電機1の機械的共振周波数帯を含み、多くの周波数帯において、交流回転電機1の騒音を低減することができる。

[0079] <まとめ>

以上、複数の具体例について述べた。本願の目的は、インバータ4より生じるノイズ（EMI）を低減することと、交流回転電機1の騒音を小さくすることの両立である。そのために、本願では、考え方Aを満足するように、 n 個の零相候補電圧値を設定することによって、零相電圧値 V_z 及び零相時間遅れ偏差値 $V_{z\text{diff}}$ に含まれる交流回転電機1の機械的共振周期 T_m の成分を小さくでき、交流回転電機1の騒音を低減できる。複数の具体例より、 n を大きくするほど、巻線の印加電圧に含まれる $150\text{kHz} \sim 3000\text{kHz}$ の成分が低減する傾向である。

[0080] よって、本願を実施する場合、まずは考え方Aを満足するように n 個の零相候補電圧値を決定し、零相電圧値 V_z に含まれる交流回転電機1の機械的共振周期 T_m の成分を小さくする。そのうえで、巻線の印加電圧に含まれる $150\text{kHz} \sim 3000\text{kHz}$ の成分が仕様を満足されればよいが、満足しない場合、 n を増やして再度仕様を満足するかを確認すればよい。ただし、 n は少なくとも2個は必要となる。

[0081] < n 個の零相候補電圧値の振幅の調整>

また、 n を増やすことに加えて、 n 個の零相候補電圧値の振幅を調整することも有効である。図26に、図18に示した10個の零相候補電圧値をすべて2倍にして用いた場合の、U相巻線の印加電圧 V_{u_PWM} の周波数解析結果を示す。2倍していない図21と比べ、2倍している図26では、おおよそ $300\text{kHz} \sim 500\text{kHz}$ 近傍の高調波成分が低減している。よっ

て、 n 個の零相候補電圧値の振幅を調整することはノイズレベルの調整に有効である。

[0082] おおよその目安として、LW帯（150kHz～500kHz）を十分に低減したい場合は、 n 個の零相候補電圧値の内の最大値と、 n 個の零相候補電圧値の内の最小値との差が、インバータに供給される直流電圧 V_{dc} の10%以上になるように、 n 個の零相候補電圧値が予め設定されればよい。

[0083] AM帯（500kHz～1730kHz）を十分に低減したい場合は、 n 個の零相候補電圧値の内の最大値と、 n 個の零相候補電圧値の内の最小値との差が、インバータに供給される直流電圧 V_{dc} の5%以上になるように、 n 個の零相候補電圧値が予め設定されればよい。

[0084] <各周期の設定>

本願に係る電動パワーステアリング装置用の交流回転電機1の機械的な共振周期 T_m は、 $200\mu s$ 以上、 $500\mu s$ 以下の範囲内である（機械的共振周波数は、2kHz以上、5kHz以下）。より好ましくは、機械的な共振周期 T_m は、 $300\mu s$ 以上、 $400\mu s$ 以下の範囲内である（機械的共振周波数は、2.5kHz以上、3.3kHz以下）。また、PWM周期 T_c が、 $60\mu s$ 以下、 $6.67\mu s$ 以上である場合に、ノイズを低減し、且つ交流回転電機1の騒音を低減する電動パワーステアリング装置100に用いると好適である。PWM周期 T_c が、 $60\mu s$ 以下、 $6.67\mu s$ 以上であると、PWM周波数（ $1/T_c$ ）が、16kHz以上、150kHz以下になり、150kHz以上では、ノイズ低減効果が低下し、16kHz未満では、交流回転電機1のPWM周波数の成分の音が目立つため人間の可聴域の騒音が悪化する。

[0085] 2. 実施の形態2

実施の形態2に係る交流回転電機1、インバータ4、及び制御装置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電機1、インバータ4、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、インバータ4に電流センサが設

けられており、制御装置 10 が電流検出に基づいて、電圧指令値を設定する点が実施の形態 1 と異なる。図 27 は、本実施の形態に係る交流回転電機 1、インバータ 4、及び制御装置 10 の概略構成図である。

[0086] インバータ 4 の 3 相の直列回路は、各相の負極側のスイッチング素子 S_N に直列接続された U 相の抵抗 R_u、V 相の抵抗 R_v、W 相の抵抗 R_w を有する。各相の抵抗 R_u、R_v、R_w は、負極側のスイッチング素子 S_N の負極側に直列接続されている。本実施の形態では、3 相の抵抗 R_u、R_v、R_w は、電流検出用のシャント抵抗とされており、アンプ 21、22、23 により各相の抵抗の両端電位差が検出され、両端電位差が制御装置 10 に入力される。よって、本実施の形態のインバータ 4 は、いわゆる、下アーム 3 シャント方式のインバータとなっている。

[0087] なお、各相の抵抗は、正極側のスイッチング素子 S_P に直列接続されてもよい。或いは、インバータ 4 と直流電源 3 とを接続する正極側の母線又は負極側の母線に、抵抗が直列接続されてもよい。

[0088] 本実施の形態では、電圧指令算出部 32 は、各相の抵抗 R_u、R_v、R_w の両端電位差に基づいて、各相の巻線に流れる電流 I_{ud}、I_{vd}、I_{wd} を検出する。そして、電圧指令算出部 32 は、次式に示すように、3 相の電流検出値 I_{ud}、I_{vd}、I_{wd} 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_{dd} 及び q 軸の電流検出値 I_{qd} に変換する。

[数 5]

数 5

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

[0089] なお、インバータ 4 と直流電源 3 とを接続する正極側の母線又は負極側の母線に、抵抗が直列接続される場合は、電圧指令算出部 32 は、抵抗の両端電位差に基づいて、母線電流を検出し、公知の方法を用い、母線電流を検出した時点の各相のスイッチング素子のオンオフパターン、及び母線電流に基

づいて、各相の巻線電流 I_{ud} 、 I_{vd} 、 I_{wd} を検出する。

[0090] 実施の形態1と同様に、電圧指令算出部32は、トルクセンサ106の出力信号に基づいて、運転者の操舵トルク T_s を検出する。電圧指令算出部32は、式(1-1)に示したように、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。

[0091] そして、電圧指令算出部32は、d軸及びq軸の電流検出値 I_{dd} 、 I_{qd} が、d軸及びq軸の電流指令値 I_{do} 、 I_{qo} に近づくように、3相の電圧指令値 V_{ub} 、 V_{vb} 、 V_{wb} を変化させる。電圧指令算出部32は、次式に示すように、d軸の電流検出値 I_{dd} がd軸の電流指令値 I_{do} に近づくように、PI制御によりd軸の電圧指令値 V_{do} を変化させ、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、PI制御によりq軸の電圧指令値 V_{qo} を変化させる。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。

[数6]

$$\begin{aligned} \text{数6} \\ V_{do} &= K_d \left(1 + \frac{1}{T_d \times s} \right) (I_{do} - I_{dd}) \\ V_{qo} &= K_q \left(1 + \frac{1}{T_q \times s} \right) (I_{qo} - I_{qd}) \quad \dots (2-2) \end{aligned}$$

ここで、 K_d 、 K_q は、比例ゲインであり、 T_d 、 T_q は、積分時定数であり、 s は、ラプラス演算子である。

[0092] そして、実施の形態1と同様に、電圧指令算出部32は、式(1-3)に示したように、d軸及びq軸の電圧指令値 V_{do} 、 V_{qo} 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、3相の電圧指令値 V_{ub} 、 V_{vb} 、 V_{wb} に変換する。

[0093] 実施の形態1と同様に、零相電圧値算出部33は、値が異なる n 個 (n は2以上の自然数)の零相候補電圧値 $V_{zc_1} \sim V_{zc_n}$ を、切換周期 T_v 毎に順番に切り替えて零相電圧値 V_z として算出する。 n 個の零相候補電圧値 $V_{zc_1} \sim V_{zc_n}$ は、考え方Aを満たすように予め設定されている。

[0094] 実施の形態1と同様に、電圧指令補正部34は、零相電圧値 V_z に基づいて、3相の電圧指令値 V_{ub} 、 V_{vb} 、 V_{wb} を補正する。電圧指令補正部34は、式(1-4)に示したように、3相の電圧指令値 V_{ub} 、 V_{vb} 、 V_{wb} のそれぞれに、零相電圧値 V_z を加算して、補正後の3相の電圧指令値 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} を算出する。

[0095] 実施の形態1と同様に、PWM制御部35は、補正後の3相の電圧指令値 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} に基づいて、インバータ4の複数のスイッチング素子をオンオフ制御する。

[0096] <電流検出タイミング>

抵抗の両端電位差に基づく電流検出タイミングについて説明する。U相の直列回路においては、負極側のスイッチング素子 S_{Nu} がオンである場合に、U相の抵抗 R_u に電流が流れ、抵抗を流れる電流は、U相の巻線 C_u に流れる電流 I_u に等しくなる。よって、U相の巻線電流 I_u の検出は、U相の負極側のスイッチング素子 S_{Nu} がオンであれば、任意のタイミングで行うことができる。同様に、V相の巻線電流 I_v の検出は、V相の負極側のスイッチング素子 S_{Nv} がオンであれば、任意のタイミングで行うことができる。W相の巻線電流 I_w の検出は、W相の負極側のスイッチング素子 S_{Nw} がオンであれば、任意のタイミングで行うことができる。

[0097] しかし、本実施の形態では、図28に示すように、電圧指令算出部32は、キャリア波の山の頂点のタイミングで、各相の抵抗 R_u 、 R_v 、 R_w の両端電位差に基づいて、各相の巻線に流れる電流 I_{ud} 、 I_{vd} 、 I_{wd} を検出する。なお、各相の抵抗 R_u 、 R_v 、 R_w が、正極側のスイッチング素子に直列接続される場合は、電圧指令算出部32は、キャリア波の谷の頂点のタイミングで、各相の抵抗 R_u 、 R_v 、 R_w の両端電位差に基づいて、各相の巻線に流れる電流 I_{ud} 、 I_{vd} 、 I_{wd} を検出するように構成される。

[0098] 以下、その影響について説明する。図28は、PWM周期 T_c の3周期分の制御挙動を示している。実施の形態1と同様に、零相電圧値 V_z の切換周期 T_v は、PWM周期 T_c と同じに設定されており、キャリア波 CA の谷の

頂点のタイミングで、零相電圧値 V_z が切り替えられている。図 28 では、1 番目の零相候補電圧値 V_{zc_1} 、2 番目の零相候補電圧値 V_{zc_2} 、及び 3 番目の零相候補電圧値 V_{zc_3} が、切換周期 T_v 毎に順番に零相電圧値 V_z に設定されている。3 相の電圧指令値 V_{ub} 、 V_{vb} 、 V_{wb} は異なる値に設定されている。そのため、零相電圧値 V_z の加算後の 3 相の電圧指令値 V_{uc} 、 V_{vc} 、 V_{wc} は、異なる値になっており、切換周期 T_v 毎に零相電圧値 V_z の変化に応じて変化している。

[0099] 図 28 には、U 相の巻線に流れる電流 I_u 、V 相の巻線に流れる電流 I_v 、W 相の巻線に流れる電流 I_w を示している。また、各相の電流 I_u 、 I_v 、 I_w の PWM 周期 T_c 間の移動平均値 I_{u_ave} 、 I_{v_ave} 、 I_{w_ave} を示している。各相の巻線電流 I_u 、 I_v 、 I_w は、各相の巻線電流の平均値 I_{u_ave} 、 I_{v_ave} 、 I_{w_ave} に対してリップル成分を含んでいる。しかし、キャリア波 CA の山の頂点（又は谷の頂点）では、各相の巻線電流 I_u 、 I_v 、 I_w は、各相の巻線電流の平均値 I_{u_ave} 、 I_{v_ave} 、 I_{w_ave} に一致する。よって、電流検出タイミングを、キャリア波 CA の山の頂点に設定することで、リップル成分を含む巻線電流から、回転周期の基本波成分を検出することができる。

[0100] 特に、電動パワーステアリング装置用の交流回転電機 1 の制御では、巻線電流を高精度に検出することが求められる。巻線電流の検出値に巻線電流の真値に対する誤差が生じると、真値に対し誤差をもつ巻線電流の検出値を電流指令値に一致させるように制御され、交流回転電機 1 の出力トルクにトルクリップルが生じる。トルクリップルがシャフト 105 を介して、ハンドル 104 に伝達され、運転者の操舵感を悪化させる。

[0101] 電流検出タイミングを、キャリア波 CA の山の頂点に設定することにより、リップル成分を含む巻線電流からその基本波を検出することができる。よって、巻線電流を高精度に検出することができ、電流検出誤差によるトルクリップルの発生を抑制し、運転者の良好なハンドルの操舵感が得られる。

[0102] 次に、負極側のスイッチング素子 S_N に抵抗 R を直列接続し、考え方 A に

より n 個の零相候補電圧値を設定することの利点について説明する。

[0103] <抵抗 R を設けない場合の、巻線電流への影響>

図 29 に、抵抗 R を設けない場合の、インバータ 4 の 1 相分の直列回路の等価回路を示す。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 をスイッチで表し、導通抵抗は無視する。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 の中間に、対応する相の巻線に接続される出力端子があり、出力端子の電位 V_{out} は、巻線の印加電圧になる。

[0104] ここで、PWM 周期 T_c における正極側のスイッチング素子 S_P のオン期間の割合を D とすると、PWM 周期 T_c における出力端子の電位 V_{out} の平均値 V_{out_ave} は、次式で表せる。

$$V_{out_ave} = D \times V_{dc} \quad \dots (2-3)$$

[0105] 同様に、U 相の直列回路の出力端子電位の平均値 V_{outu_ave} 、及び V 相の直列回路の出力端子電位の平均値 V_{outv_ave} は、U 相の正極側のスイッチング素子 S_{Pu} のオン期間の割合を D_u とし、V 相の正極側のスイッチング素子 S_{Pv} のオン期間の割合を D_v とすると、次式で表せる。

$$\begin{aligned} V_{outu_ave} &= D_u \times V_{dc} \\ V_{outv_ave} &= D_v \times V_{dc} \quad \dots (2-4) \end{aligned}$$

[0106] ここで、式 (2-4) の状態に零相電圧値 V_z を加算した場合に、零相電圧値 V_z を加算による各相のオン期間の割合の変動分を ΔD とすると、次式で表せる。

$$\begin{aligned} V_{outu_ave} &= (D_u + \Delta D) \times V_{dc} \\ V_{outv_ave} &= (D_v + \Delta D) \times V_{dc} \quad \dots (2-5) \end{aligned}$$

[0107] 式 (2-5) から、U 相と V 相間の線間電圧 ΔV_{out_uv} は、次式で表せる。

$$\begin{aligned} \Delta V_{out_uv} &= V_{outu_ave} - V_{outv_ave} \\ &= (D_u - D_v) \times V_{dc} \quad \dots (2-6) \end{aligned}$$

[0108] この式からわかるように、線間電圧に、零相電圧値 V_z の加算による影響は生じない。抵抗 R を設けない場合は、交流回転電機 1 の巻線電流は線間電圧に基づいて流れるので、零相電圧値 V_z の影響は巻線電流には表れない。

[0109] <抵抗 R を設けた場合の、巻線電流への影響>

図 30 に、抵抗 R を設けた場合の、インバータ 4 の 1 相分の直列回路の等価回路を示す。図 29 に加えて、負極側のスイッチング素子 S_N の負極側に抵抗 R が直列接続されている。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 の中間に、対応する相の巻線に接続される出力端子があり、出力端子の電位 V_{out} は、巻線の印加電圧になる。

[0110] 抵抗 R を巻線電流 I が流れることによって電圧降下が生じ、PWM 周期 T_c における出力端子の電位 V_{out} の平均値 V_{out_ave} は、次式で表せる。ここで、抵抗 R の抵抗値を R で表している。

$$V_{out_ave} = D \times V_{dc} + (1 - D) \times (-R \times I) \quad \dots (2-7)$$

[0111] 同様に、U 相の直列回路の出力端子電位の平均値 V_{outu_ave} 、及び V 相の直列回路の出力端子電位の平均値 V_{outv_ave} は、U 相の正極側のスイッチング素子 S_{Pu} のオン期間の割合を D_u とし、V 相の正極側のスイッチング素子 S_{Pv} のオン期間の割合を D_v とし、U 相の巻線電流を I_u とし、V 相の巻線電流を I_v とすると、次式で表せる。

$$\begin{aligned} V_{outu_ave} &= D_u \times V_{dc} + (1 - D_u) \times (-R \times I_u) \\ V_{outv_ave} &= D_v \times V_{dc} + (1 - D_v) \times (-R \times I_v) \quad \dots (2-8) \end{aligned}$$

[0112] ここで、式 (2-8) の状態に零相電圧値 V_z を加算した場合に、零相電圧値 V_z を加算による各相のオン期間の割合の変動分を ΔD とすると、次式で表せる。

$$\begin{aligned} V_{outu_ave} &= (D_u + \Delta D) \times V_{dc} + (1 - (D_u + \Delta D)) \\ &\times (-R \times I_u) \\ V_{outv_ave} &= (D_v + \Delta D) \times V_{dc} + (1 - (D_v + \Delta D)) \end{aligned}$$

$$\times (-R \times I_v) \quad \dots (2-9)$$

[0113] 式(2-9)から、U相とV相間の線間電圧 ΔV_{out_uv} は、次式で表せる。

$$\begin{aligned} \Delta V_{out_uv} &= V_{out_u_ave} - V_{out_v_ave} \\ &= (D_u - D_v) \times V_{dc} + \Delta D \times R \times (I_u - I_v) \quad \dots (2-10) \end{aligned}$$

[0114] 抵抗Rを設けない場合の式(2-6)と比べて、抵抗Rを設ける場合の式(2-10)では、右辺の第2項に「 $\Delta D \times R \times (I_u - I_v)$ 」が追加されている。よって、抵抗Rを設けた場合は、線間電圧に、零相電圧値 V_z を加算の影響が生じ、零相電圧値 V_z の影響が巻線電流に表れる。

[0115] よって、本実施の形態のような下アーム3シャント方式のインバータ、或いは、上アーム3シャント方式のインバータ、母線1シャント方式のインバータのように、負極側のスイッチング素子 S_N がオンした場合の抵抗と正極側のスイッチング素子 S_P がオンした場合の抵抗とが異なるインバータにおいては、零相電圧値 V_z の加算の影響が、線間電圧及び巻線電流に表れてしまう。

[0116] <考え方Aによる騒音の低減>

以下で、インバータ4に抵抗Rを設けることによって、零相電圧値 V_z の加算により巻線電流の変動が増加する場合でも、考え方Aを満たす零相電圧値 V_z の加算により、交流回転電機1の騒音が低減することを示す。

[0117] 図31及び図32に、本実施の形態に係る下アーム3シャント方式のインバータにおいて、図9の感度特性を有する電動パワーステアリング装置用の交流回転電機1における、零相電圧値 V_z の設定を変えた場合の騒音レベルの実測結果を示す。図31は、巻線電流の実効値 $=10A_{rms}$ の場合であり、図32は、巻線電流の実効値 $=70A_{rms}$ の場合である。

[0118] 図31及び図32の左側は、零相電圧値 $V_z(t) = 0$ の場合であり、図31及び図32の中央は、特許文献3の7個の零相候補電圧値による零相電

圧値 $V_z(t)$ の場合であり、図 3 1 及び図 3 2 の右側は、図 4 の 8 0 個の零相候補電圧値による零相電圧値 $V_z(t)$ の場合である。図 3 1 及び図 3 2 の中央の考え方 A を満たさない特許文献 3 の場合は、左側の零相電圧値 $V_z = 0$ の場合よりも騒音が悪化しており（特に、機械的共振周波数に近い 2 . 8 k H z ）、巻線電流の実効値が小さい図 3 1 よりも巻線電流の実効値が大きい図 3 2 の方が、騒音の悪化度合いが大きくなっている。

[0119] 一方、図 3 1 及び図 3 2 の右側の考え方 A を満たす本願の場合は、左側の零相電圧値 $V_z = 0$ の場合よりも全体的に騒音が低下しており、機械的共振周波数においても、騒音が増加しておらず、低下している。よって、インバータ 4 への抵抗 R の設置及び零相電圧値 V_z の加算による騒音の増加よりも、考え方 A を満たす零相電圧値 V_z の加算による騒音の低下の方が上回っている。すなわち、下アーム 3 シャント方式、上アーム 3 シャント方式、及び母線 1 シャント方式のインバータのように、インバータ 4 に抵抗 R を設ける場合でも、考え方 A を満たすように n 個の零相候補電圧値を設定し、零相電圧値 V_z を 3 相電圧指令値に加算することで、交流回転電機 1 の機械的共振周波数帯を含み、多くの周波数帯において、交流回転電機 1 の騒音を低減することができる。

[0120] 3. 実施の形態 3

実施の形態 3 に係る交流回転電機 1、インバータ 4、及び制御装置 1 0 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電機 1、インバータ 4、及び制御装置 1 0 の基本的な構成は実施の形態 1、2 と同様であるが、制御装置 1 0 が指令電圧ベクトルを設定し、零相電圧値 V_z に基づいて指令電圧ベクトルを補正し、補正後の指令電圧ベクトルに基づいてスイッチング素子のオンオフ制御を行う点が実施の形態 1、2 と異なる。

[0121] <電圧指令算出部 3 2>

本実施の形態では、電圧指令算出部 3 2 は、3 相の巻線に印加する電圧を、3 相の巻線に関連付けた 2 軸の固定座標系で表した指令電圧ベクトル V_o

を算出する。本実施の形態では、図33に示すように、2軸の固定座標系は、U相の巻線Cuの方向に定めた α 軸と、 α 軸より電気角で 90° 進んだ方向に定めた β 軸とからなる。磁極位置 θ は、 α 軸に対するd軸の角度である。

[0122] 電圧指令算出部32は、実施の形態1又は2と同様の方法を用いて、d軸の電圧指令値 V_{do} 及びq軸の電圧指令値 V_{qo} を算出する。

[0123] 本実施の形態では、電圧指令算出部32は、次式に示すように、d軸の電圧指令値 V_{do} 及びq軸の電圧指令値 V_{qo} を、磁極位置 θ に基づいて固定座標変換を行って、 α 軸の電圧指令値 V_α 及び β 軸の電圧指令値 V_β に変換する。この α 軸の電圧指令値 V_α 及び β 軸の電圧指令値 V_β で表される電圧ベクトルが、指令電圧ベクトル V_o になる。

[数7]

$$\begin{matrix} \text{数7} \\ \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{do} \\ V_{qo} \end{bmatrix} \quad \dots (3-1) \end{matrix}$$

[0124] 電圧指令算出部32は、指令電圧ベクトル V_o に基づいて、PWM周期 T_c の間に設定する、複数のスイッチング素子の4つのオンオフパターンを決定する共に、PWM周期 T_c における4つのオンオフパターンの期間を決定する。決定される4つのオンオフパターンには、零電圧ベクトルに対応する2つのオンオフパターンが含まれる。この処理は、公知の空間ベクトルPWMと同様である。

[0125] 図34に示すように、設定可能なインバータ4の複数のスイッチング素子のオンオフパターンは、全部で8つになる。ここで、「1」は、スイッチング素子がオンされることを示し、「0」は、スイッチング素子がオフされることを示す。8つのオンオフパターンは、図33に示す、8つの基本電圧ベクトル $V_0 \sim V_7$ に対応する。

[0126] 第0基本電圧ベクトル V_0 は、零電圧ベクトルである。すなわち、第0基本電圧ベクトル V_0 では、3相の正極側のスイッチング素子 SP_u 、 SP_v 、 SP_w が全てオフになり、3相の負極側のスイッチング素子 SN_u 、 SN

v、 $S N w$ が全てオンになるため、3相の巻線には直流電圧 $V d c$ が印加されない。第7基本電圧ベクトル $V 7$ は、零電圧ベクトルである。すなわち、第7基本電圧ベクトル $V 7$ では、3相の正極側のスイッチング素子 $S P u$ 、 $S P v$ 、 $S P w$ が全てオンになり、3相の負極側のスイッチング素子 $S N u$ 、 $S N v$ 、 $S N w$ が全てオフになるため、3相の巻線には直流電圧 $V d c$ が印加されない。

[0127] 第1基本電圧ベクトル $V 1$ は、U相の巻線方向のベクトルとなり、第2基本電圧ベクトル $V 2$ は、W相の巻線方向とは逆方向のベクトルとなり、第3基本電圧ベクトル $V 3$ は、V相の巻線方向のベクトルとなり、第4基本電圧ベクトル $V 4$ は、U相の巻線方向とは逆方向のベクトルとなり、第5基本電圧ベクトル $V 5$ は、W相の巻線方向のベクトルとなり、第6基本電圧ベクトル $V 6$ は、V相の巻線方向とは逆方向のベクトルとなる。

[0128] 電圧指令算出部32は、零電圧ベクトルである第0及び第7基本電圧ベクトル $V 0$ 、 $V 7$ を除く6つの基本電圧ベクトル $V 1 \sim V 6$ から、指令電圧ベクトル $V o$ に近い2つの基本電圧ベクトル（以下、近接基本電圧ベクトル $V n 1$ 、 $V n 2$ と称す）を決定する。そして、電圧指令算出部32は、決定した2つの近接基本電圧ベクトル $V n 1$ 、 $V n 2$ と、第0及び第7基本電圧ベクトル $V 0$ 、 $V 7$ を、PWM周期 $T c$ の間に設定する4つの基本電圧ベクトル（以下、設定基本電圧ベクトルと称す）として決定する。

[0129] 図33の例では、指令電圧ベクトル $V o$ に近い第1基本電圧ベクトル $V 1$ と第2基本電圧ベクトル $V 2$ が、2つの近接基本電圧ベクトル $V n 1$ 、 $V n 2$ に決定される。

[0130] そして、電圧指令算出部32は、指令電圧ベクトル $V o$ を、2つの近接基本電圧ベクトル $V n 1$ 、 $V n 2$ の成分 $V n 1 c$ 、 $V n 2 c$ に分解する。そして、電圧指令算出部32は、次式に示すように、直流電圧 $V d c$ に対する、2つの近接基本電圧ベクトルの成分 $V n 1 c$ 、 $V n 2 c$ のそれぞれの大きさに基づいて、PWM周期 $T c$ における2つの近接基本電圧ベクトル $V n 1$ 、 $V n 2$ のそれぞれの設定期間の比率 $D n 1$ 、 $D n 2$ を算出する。

[数8]

$$\begin{aligned} \text{数 8} \\ D_{n1} &= \sqrt{\frac{2|V_{n1c}|}{3V_{dc}}} \\ D_{n2} &= \sqrt{\frac{2|V_{n2c}|}{3V_{dc}}} \quad \dots (3-2) \end{aligned}$$

[0131] 図33の例では、2つの近接基本電圧ベクトルの成分 V_{n1c} 、 V_{n2c} のそれぞれの大きさは、 α 軸の電圧指令値 V_{α} 及び β 軸の電圧指令値 V_{β} に基づいて、次式のように算出される。

[数9]

$$\begin{aligned} \text{数 9} \\ |V_{n1c}| &= V_{\alpha} - \frac{V_{\beta}}{\sqrt{3}} \\ |V_{n2c}| &= \frac{2V_{\beta}}{\sqrt{3}} \quad \dots (3-3) \end{aligned}$$

[0132] そして、電圧指令算出部32は、PWM周期 T_c における零電圧ベクトルである第0及び第7基本電圧ベクトル V_0 、 V_7 のそれぞれの設定期間の比率 D_0 、 D_7 が、次式を満たすように設定する。

$$D_0 + D_7 = 1 - (D_{n1} + D_{n2}) \quad \dots (3-4)$$

[0133] すなわち、PWM周期 T_c における、2つの近接基本電圧ベクトル V_{n1} 、 V_{n2} の設定期間以外の期間は、零電圧ベクトルである V_0 、 V_7 に任意には配分して設定することができる。例えば、 V_0 、 V_7 の設定期間の比率 D_0 、 D_7 は、次式のように均等に設定される。

$$D_0 = D_7 = \{1 - (D_{n1} + D_{n2})\} / 2 \quad \dots (3-5)$$

[0134] なお、4つの設定基本電圧ベクトルの設定期間の比率 D_{n1} 、 D_{n2} 、 D_0 、 D_7 のそれぞれにPWM周期 T_c を乗算した期間が、4つの設定基本電圧ベクトルの設定期間になる。

[0135] <零相電圧値算出部33>

実施の形態1と同様に、零相電圧値算出部33は、値が異なる n 個（ n は2以上の自然数）の零相候補電圧値 $V_{zc_1} \sim V_{zc_n}$ を、切換周期 T_v 毎に順番に切り替えて零相電圧値 V_z として算出する。 n 個の零相候補電

圧値 $V_{zc_1} \sim V_{zc_n}$ は、考え方 A を満たすように予め設定されている。

[0136] <電圧指令補正部 34>

本実施の形態では、電圧指令補正部 34 は、零相電圧値 V_z に基づいて、指令電圧ベクトル V_o を補正する。電圧指令補正部 34 は、零相電圧値 V_z に応じて、零電圧ベクトルに対応する 2 つのオンオフパターンの期間（本例では、第 0 及び第 7 基本電圧ベクトル V_0 、 V_7 の設定期間）を、2 つの合計期間が変化しないように変化させる。

[0137] 電圧指令補正部 34 は、次式に示すように、零相電圧値 V_z を直流電圧 V_{dc} で除算して、零相電圧補正期間比率 D_z を算出する。

$$D_z = V_z / V_{dc} \quad \dots (3-6)$$

[0138] そして、電圧指令補正部 34 は、次式に示すように、第 0 基本電圧ベクトル V_0 の設定期間の比率 D_0 に零相電圧補正期間比率 D_z を加算し、補正後の第 0 基本電圧ベクトル V_0 の設定期間の比率 D_{0c} を算出し、第 7 基本電圧ベクトル V_7 の設定期間の比率 D_7 から零相電圧補正期間比率 D_z を減算し、補正後の第 7 基本電圧ベクトル V_7 の設定期間の比率 D_{7c} を算出する。

$$D_{0c} = D_0 + D_z$$

$$D_{7c} = D_7 - D_z \quad \dots (3-7)$$

[0139] なお、補正後の第 0 及び第 7 基本電圧ベクトルの設定期間の比率 D_{0c} 、 D_{7c} のそれぞれに PWM 周期 T_c を乗算した期間が、第 0 及び第 7 基本電圧ベクトルの設定期間になる。零相電圧値 V_z により、2 つの近接基本電圧ベクトル V_{n1} 、 V_{n2} の設定期間の比率 D_{n1} 、 D_{n2} は変化されない。

[0140] <PWM制御部 35>

PWM制御部 35 は、電圧指令算出部 32 により決定された 4 つのオンオフパターン（本例では、2 つの近接基本電圧ベクトル V_{n1} 、 V_{n2} 、及び第 0 及び第 7 基本電圧ベクトル V_0 、 V_7 ）、及び電圧指令算出部 32 及び電圧指令補正部 34 により決定され補正された 4 つのオンオフパターンの期

間（本例では、 D_{n1} 、 D_{n2} 、 D_{0c} 、 D_{7c} ）に基づいて、複数のスイッチング素子をオンオフ制御する。

[0141] PWM制御部35は、PWM周期 T_c において設定する4つの設定基本電圧ベクトル（ V_{n1} 、 V_{n2} 、 V_0 、 V_7 ）及びPWM周期 T_c における4つの設定基本電圧ベクトルの設定期間の比率（ D_{n1} 、 D_{n2} 、 D_{0c} 、 D_{7c} ）に基づいて、各スイッチング素子のスイッチング信号 $GP_u \sim GN_w$ を生成する。例えば、図33の例では、図35に示すように、各スイッチング素子のスイッチング信号 $GP_u \sim GN_w$ が生成される。

[0142] ここで、各相の正極側のスイッチング素子のスイッチング信号 GP_u 、 GP_v 、 GP_w に直流電圧 V_{dc} を乗算した電圧は、各相の巻線の印加電圧 V_{u_PWM} 、 V_{v_PWM} 、 V_{w_PWM} に相当する。

[0143] このように、零相電圧値 V_z により、零電圧ベクトルである第0及び第7基本電圧ベクトルの設定期間のみが変化され、零電圧ベクトルでない2つの近接基本電圧ベクトル V_{n1} 、 V_{n2} の設定期間は変化されないため、PWM周期 T_c における巻線への印加電圧の平均値は変化しない。よって、零相電圧値 V_z の補正により、PWM周期 T_c における線間電圧の平均値は変化しないため、巻線電流は変化しない。一方、零相電圧値 V_z により、零電圧ベクトルである第0及び第7基本電圧ベクトルの設定期間を変化させたことにより、各相の巻線の印加電圧 V_{u_PWM} 、 V_{v_PWM} 、 V_{w_PWM} のオンタイミング及びオフタイミングが全相等しく変動する。そのため、実施の形態1及び2と同様に、150kHz～3000kHzの多くの帯域において、各相の巻線の印加電圧の高調波成分が低減することができ、インバータ4より生じるノイズを低減することができる。また、零相電圧値 V_z は考え方Aを満たしているため、交流回転電機1の機械的共振周波数帯を含み、多くの周波数帯において、交流回転電機1の騒音を低減することができる。

[0144] [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。

- [0145] (1) 零相電圧値算出部33は、3相巻線への印加電圧の振幅に応じて、零相電圧値 V_z の大きさを変化させてもよい。例えば、実施の形態1、2では、3相巻線への印加電圧の振幅は、3相の電圧指令値 V_{ub} 、 V_{vb} 、 V_{wb} の基本波成分の振幅に設定される。実施の形態3では、3相巻線への印加電圧の振幅は、指令電圧ベクトル V_o の大きさに設定される。そして、零相電圧値算出部33は、3相巻線への印加電圧の振幅に応じてゲインを設定し、 n 個の零相候補電圧値 $V_{zc_1} \sim V_{zc_n}$ を切換周期 T_v 毎に順番に切り替えて設定した電圧値に対して、ゲインを乗算して、零相電圧値 V_z を設定する。例えば、零相電圧値算出部33は、3相巻線への印加電圧の振幅が増加するに従って、ゲインを減少させる。また、零相電圧値算出部33は、交流回転電機1の回転速度が増加するに従って、ゲインを減少させる。
- [0146] (2) 零相電圧値算出部33は、直流電圧 V_{dc} に応じて、零相電圧値 V_z の大きさを変化させてもよい。零相電圧値算出部33は、直流電圧 V_{dc} に応じてゲインを設定し、 n 個の零相候補電圧値 $V_{zc_1} \sim V_{zc_n}$ を切換周期 T_v 毎に順番に切り替えて設定した電圧値に対して、ゲインを乗算して、零相電圧値 V_z を設定する。例えば、零相電圧値算出部33は、直流電圧 V_{dc} が増加するに従って、ゲインを増加させる。
- [0147] (3) 交流回転電機1は、3相の巻線が設けられた回転電機であればよく、例えば、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。また、交流回転電機1は、3相の巻線が複数組設けられた回転電機であってもよい。各組の3相の巻線に対して、本願の構成が適用できる。
- [0148] (4) 実施の形態2において、インバータ4と3相の巻線とを接続する電線上に、電流センサが設けられてもよい。
- [0149] (5) 交流回転電機1は、電動パワーステアリング装置100以外の各種の

装置の駆動力源とされてもよい。例えば、交流回転電機 1 は、車輪の駆動力源とされてもよい。

[0150] 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

[0151] 1 交流回転電機、4 インバータ、10 交流回転電機の制御装置、32 電圧指令算出部、33 零相電圧値算出部、34 電圧指令補正部、35 PWM制御部、100 電動パワーステアリング装置、CA キャリア波、R 抵抗、T_c PWM周期、T_m 共振周期、T_v 切換周期、V_o 指令電圧ベクトル、V_z 零相電圧値、V_{zAC} 零相電圧値の交流成分、V_{zAC_rms} 零相電圧値の交流成分の実効値、V_{zc} 零相候補電圧値、V_{zdiff} 零相時間遅れ偏差値、V_{zdiff_rms} 零相時間遅れ偏差値の実効値

請求の範囲

[請求項1]

3相の巻線が巻装されたステータとロータとを有する交流回転電機を、複数のスイッチング素子を有するインバータを介して制御する交流回転電機の制御装置であって、

前記3相の巻線に印加する3相の電圧指令値、又は前記3相の巻線に印加する電圧を、前記3相の巻線に関連付けた2軸の固定座標系で表した指令電圧ベクトルを算出する電圧指令算出部と、

値が異なる n 個（ n は2以上の自然数）の零相候補電圧値を、切換周期毎に順番に切り替えて零相電圧値として算出する零相電圧値算出部と、

前記零相電圧値に基づいて、前記3相の電圧指令値又は前記指令電圧ベクトルを補正する電圧指令補正部と、

前記電圧指令補正部による、補正後の前記3相の電圧指令値又は補正後の前記指令電圧ベクトルに基づいて、前記複数のスイッチング素子をオンオフ制御するPWM制御部と、を備え、

前記零相電圧値と、前記零相電圧値を前記切換周期の j 倍値（ j は1以上の自然数）だけ遅らせた時間遅れ零相電圧値との偏差を零相時間遅れ偏差値とし、

j は、前記交流回転電機の機械的な共振周期の半周期と、前記切換周期の j 倍値との差を最小にする自然数であり、

前記 n 個の零相候補電圧値は、前記零相電圧値の交流成分の実効値に比べて、前記零相時間遅れ偏差値の実効値が小さくなるように、予め設定されている交流回転電機の制御装置。

[請求項2]

前記電圧指令算出部は、前記3相の電圧指令値を算出し、

前記電圧指令補正部は、前記3相の電圧指令値のそれぞれに、前記零相電圧値を加算して、前記補正後の3相の電圧指令値を算出し、

前記PWM制御部は、PWM周期で振動するキャリア波と、前記補正後の3相の電圧指令値のそれぞれと、を比較し、比較結果に基づい

て、前記複数のスイッチング素子をオンオフ制御する請求項1に記載の交流回転電機の制御装置。

[請求項3] 前記電圧指令算出部は、前記指令電圧ベクトルを算出し、前記指令電圧ベクトルに基づいて、PWM周期の間に設定する、零電圧ベクトルに対応する2つのオンオフパターンを含む、前記複数のスイッチング素子の4つのオンオフパターンを決定する共に、前記PWM周期における前記4つのオンオフパターンの期間を決定し、

前記電圧指令補正部は、前記零相電圧値に応じて、前記零電圧ベクトルに対応する2つのオンオフパターンの期間を、2つの合計期間が変化しないように変化させ、

前記PWM制御部は、前記電圧指令算出部により決定された前記4つのオンオフパターン、及び前記電圧指令算出部及び前記電圧指令補正部により決定され補正された前記4つのオンオフパターンの期間に基づいて、前記複数のスイッチング素子をオンオフ制御する請求項1に記載の交流回転電機の制御装置。

[請求項4] 前記インバータは、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、直列接続の接続点に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、少なくとも1相の前記直列回路は、前記正極側のスイッチング素子又は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請求項1から3のいずれか一項に記載の交流回転電機の制御装置。

[請求項5] 前記電圧指令算出部は、前記抵抗の両端電位差に基づいて、前記巻線に流れる電流を検出し、電流の検出値に基づいて、前記3相の電圧指令値又は前記指令電圧ベクトルを算出する請求項4に記載の交流回転電機の制御装置。

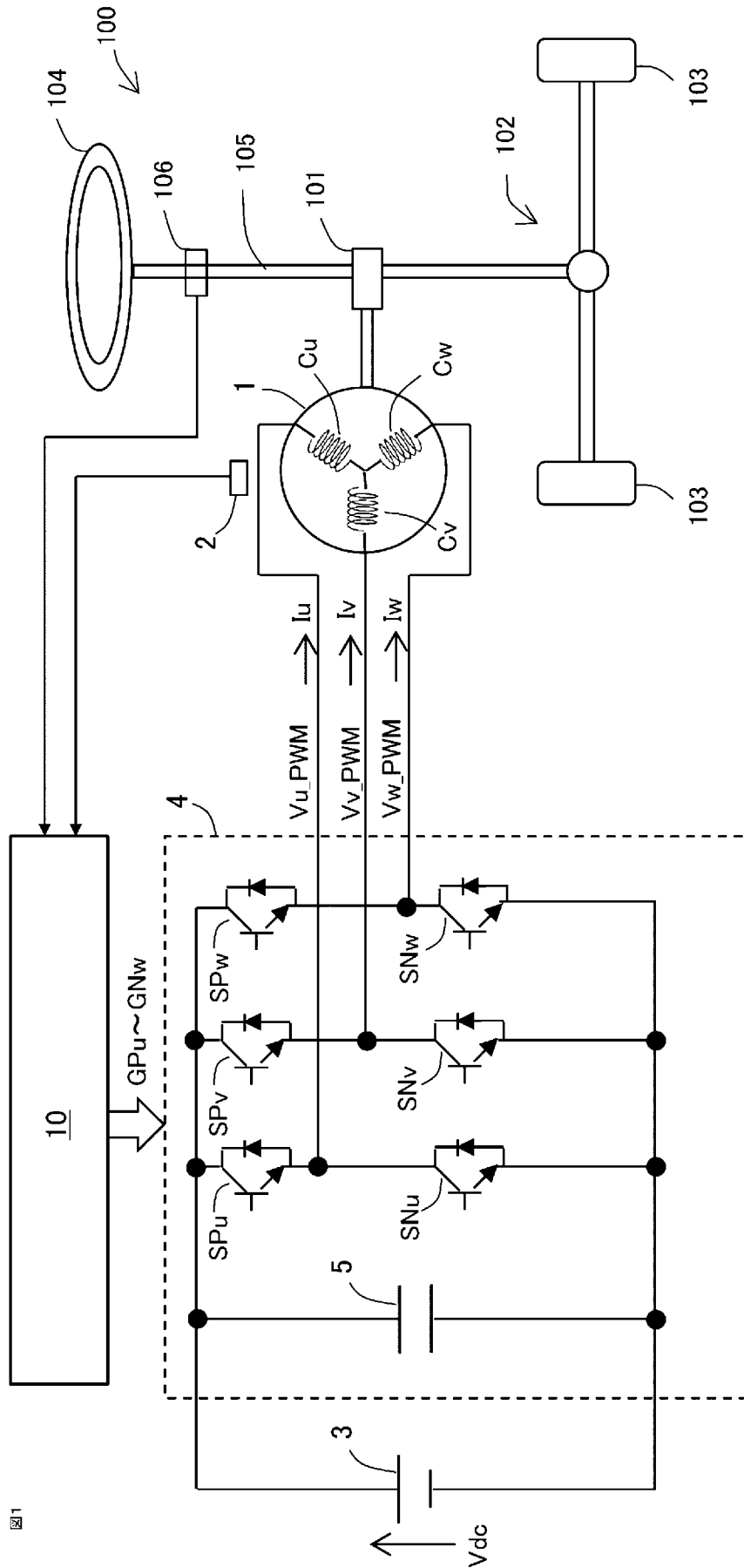
[請求項6] 前記n個の零相候補電圧値は、前記n個の零相候補電圧値の内の最大値と、前記n個の零相候補電圧値の内の最小値との差が、前記イン

バータに供給される直流電圧の5%以上になるように、予め設定されている請求項1から5のいずれか一項に記載の交流回転電機の制御装置。

[請求項7] 前記n個の零相候補電圧値は、前記n個の零相候補電圧値の内の最大値と、前記n個の零相候補電圧値の内の最小値との差が、前記インバータに供給される直流電圧の10%以上になるように、予め設定されている請求項1から5のいずれか一項に記載の交流回転電機の制御装置。

[請求項8] 請求項1から7のいずれか一項に記載の交流回転電機の制御装置と、
、
前記インバータと、
前記交流回転電機と、
前記交流回転電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PWM制御部のPWM周期は、 $60\mu\text{s}$ 以下に設定され、
前記交流回転電機の機械的な前記共振周期は、 $200\mu\text{s}$ 以上、 $500\mu\text{s}$ 以下の範囲内である電動パワーステアリング装置。

[図1]



[図1]

[図2]

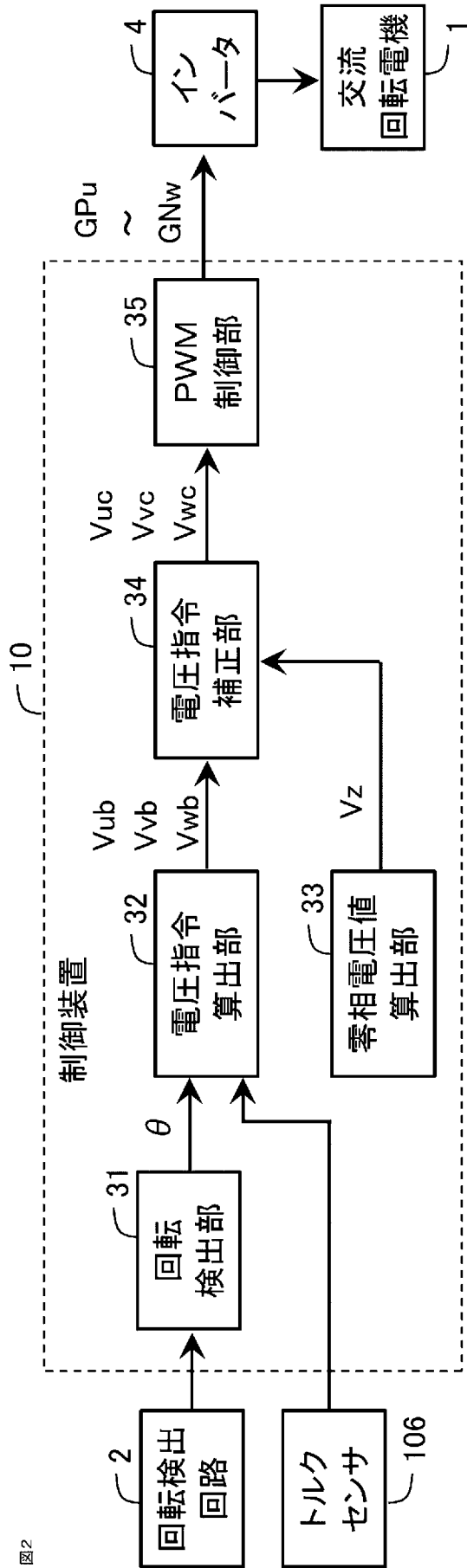
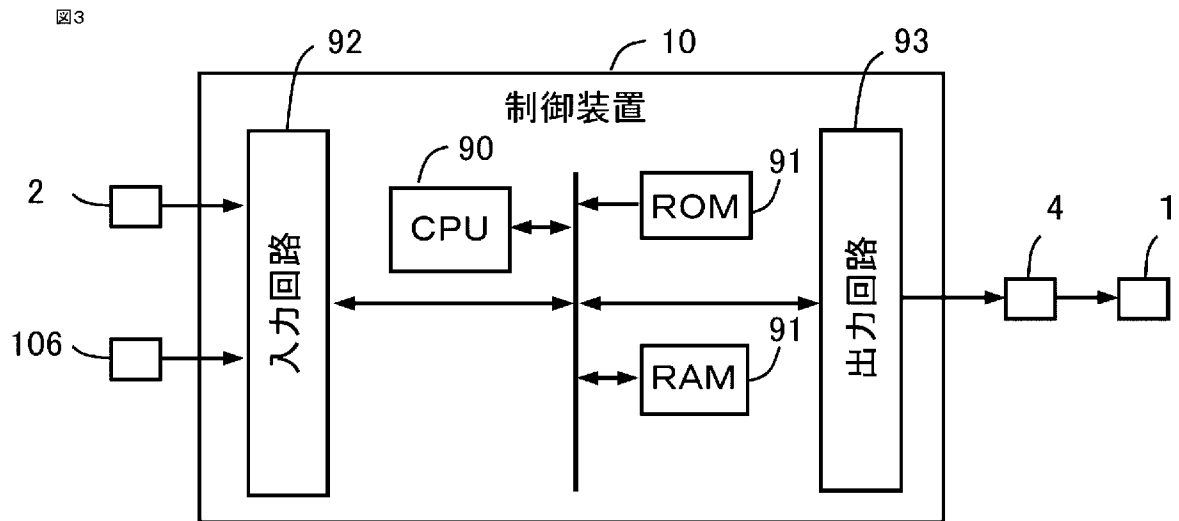


図2

[図3]



[図4]

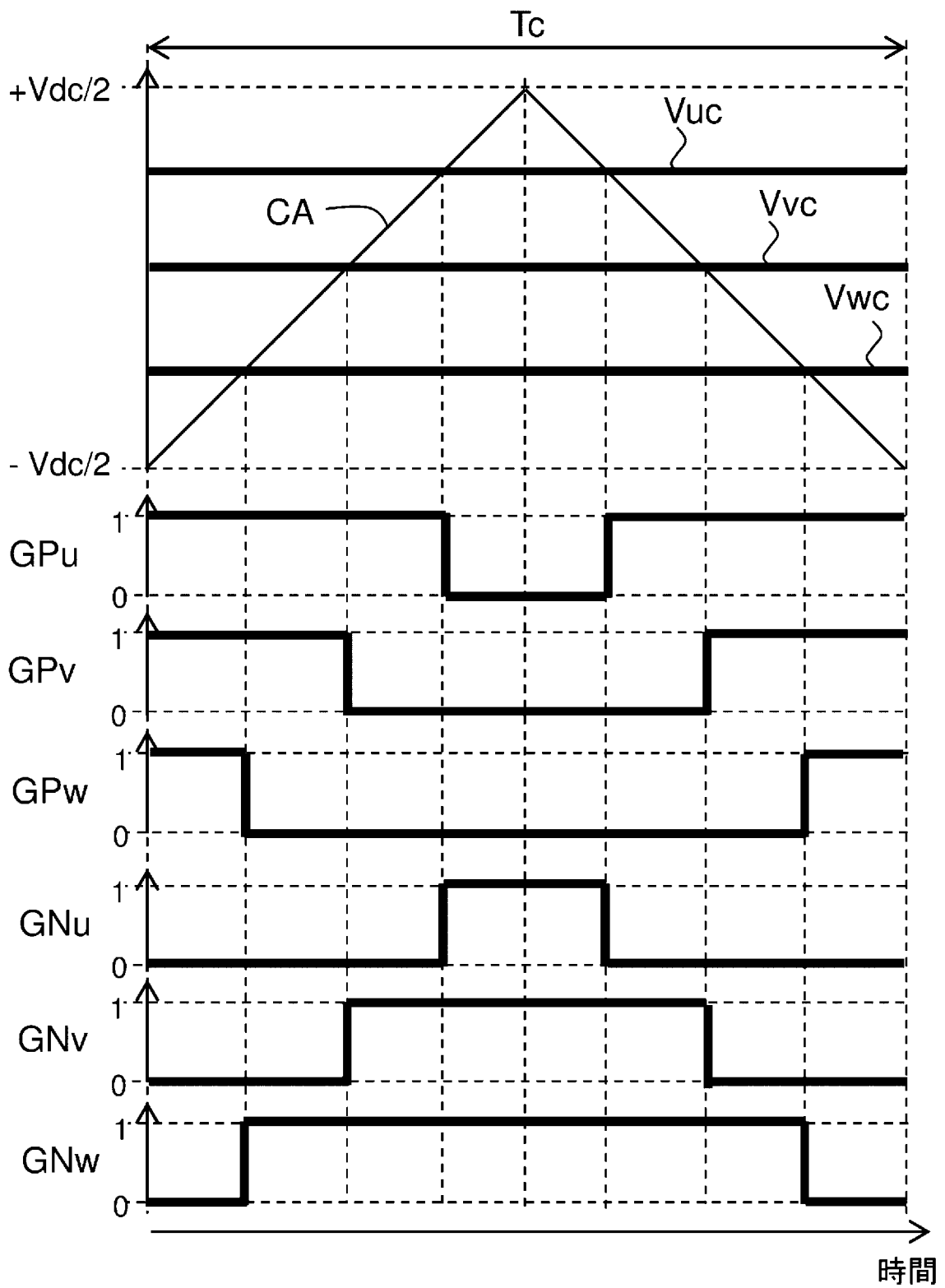
図4

本願(n=80)

Vzc_1	-0.33048	Vzc_41	0.19584
Vzc_2	0.10234	Vzc_42	0.0289
Vzc_3	-0.29002	Vzc_43	0.45254
Vzc_4	0.43248	Vzc_44	-0.59874
Vzc_5	-0.6256	Vzc_45	0.23052
Vzc_6	0.53958	Vzc_46	-0.05916
Vzc_7	-0.59398	Vzc_47	0.2737
Vzc_8	0.58718	Vzc_48	0.19074
Vzc_9	-0.5984	Vzc_49	-0.11934
Vzc_10	0.67116	Vzc_50	-0.10642
Vzc_11	-0.65416	Vzc_51	-0.20978
Vzc_12	0.41276	Vzc_52	-0.14552
Vzc_13	-0.26112	Vzc_53	-0.2057
Vzc_14	0.38794	Vzc_54	0.06324
Vzc_15	0.02635	Vzc_55	0.00306
Vzc_16	0.2686	Vzc_56	-0.19516
Vzc_17	0.24837	Vzc_57	0.61404
Vzc_18	0.20944	Vzc_58	-0.10676
Vzc_19	0.35428	Vzc_59	-0.05576
Vzc_20	-0.08942	Vzc_60	0.56984
Vzc_21	-0.2567	Vzc_61	-0.38386
Vzc_22	-0.00136	Vzc_62	0.3791
Vzc_23	-0.62594	Vzc_63	0.12478
Vzc_24	0	Vzc_64	0.08024
Vzc_25	-0.39508	Vzc_65	0.07276
Vzc_26	-0.37774	Vzc_66	0.37774
Vzc_27	0.1156	Vzc_67	0.15334
Vzc_28	0.0901	Vzc_68	0.2074
Vzc_29	0.16762	Vzc_69	0.59398
Vzc_30	0.46376	Vzc_70	-0.19652
Vzc_31	-0.3672	Vzc_71	0.2057
Vzc_32	0.37366	Vzc_72	0.27132
Vzc_33	-0.41922	Vzc_73	-0.23494
Vzc_34	-0.25636	Vzc_74	0.50388
Vzc_35	-0.44404	Vzc_75	-0.07837
Vzc_36	-0.03808	Vzc_76	-0.09214
Vzc_37	-0.00306	Vzc_77	0.07973
Vzc_38	0.55488	Vzc_78	-0.42466
Vzc_39	0.2567	Vzc_79	-0.27744
Vzc_40	0.6341	Vzc_80	-0.20638

[図5]

図5



[図6]

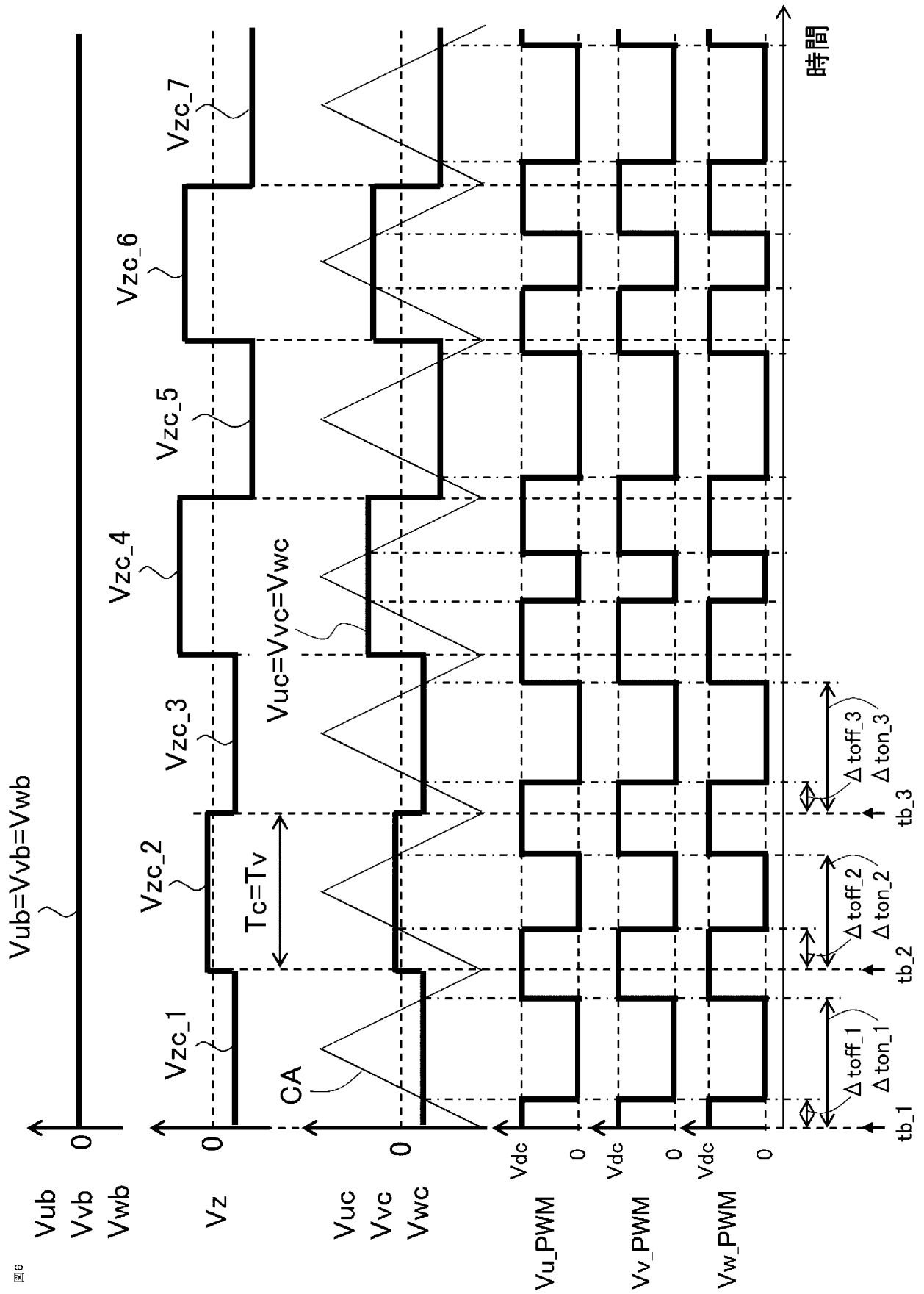
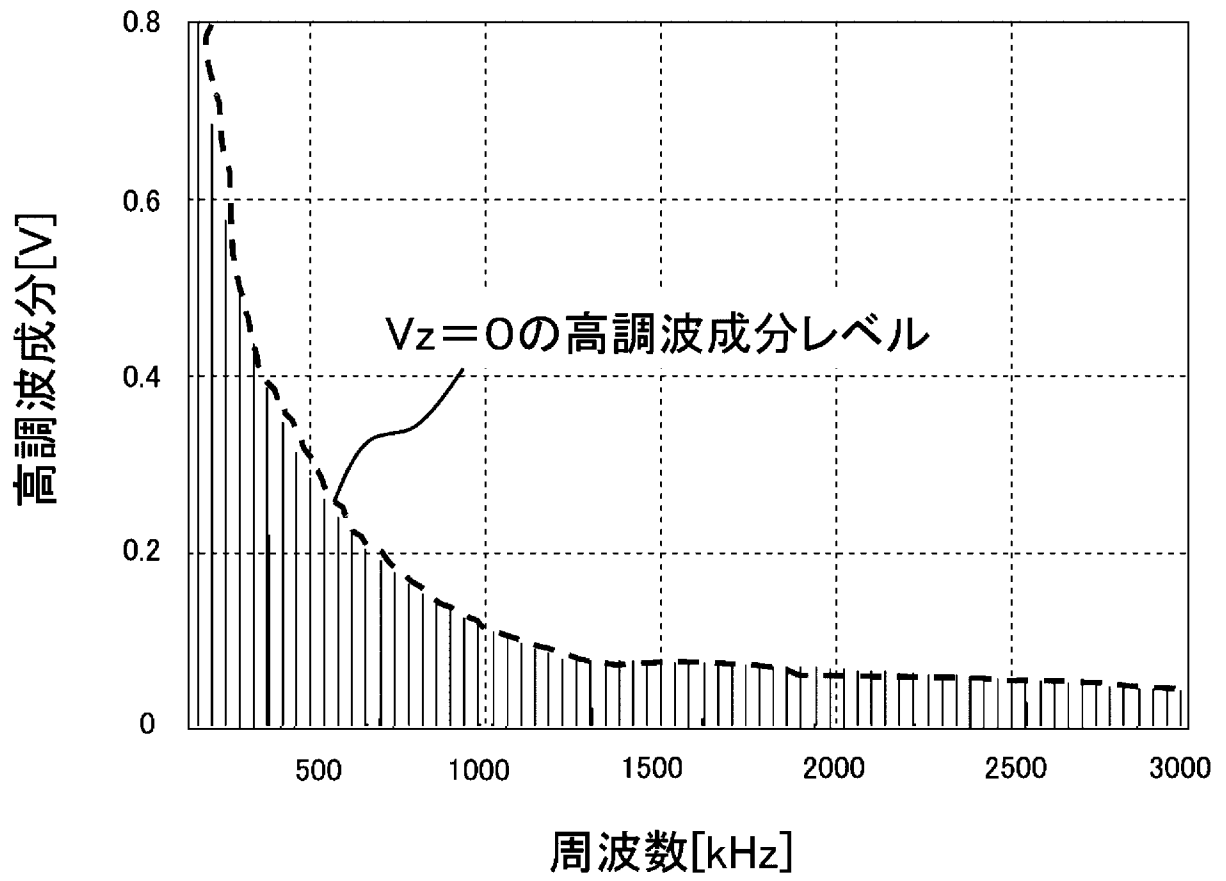


図6

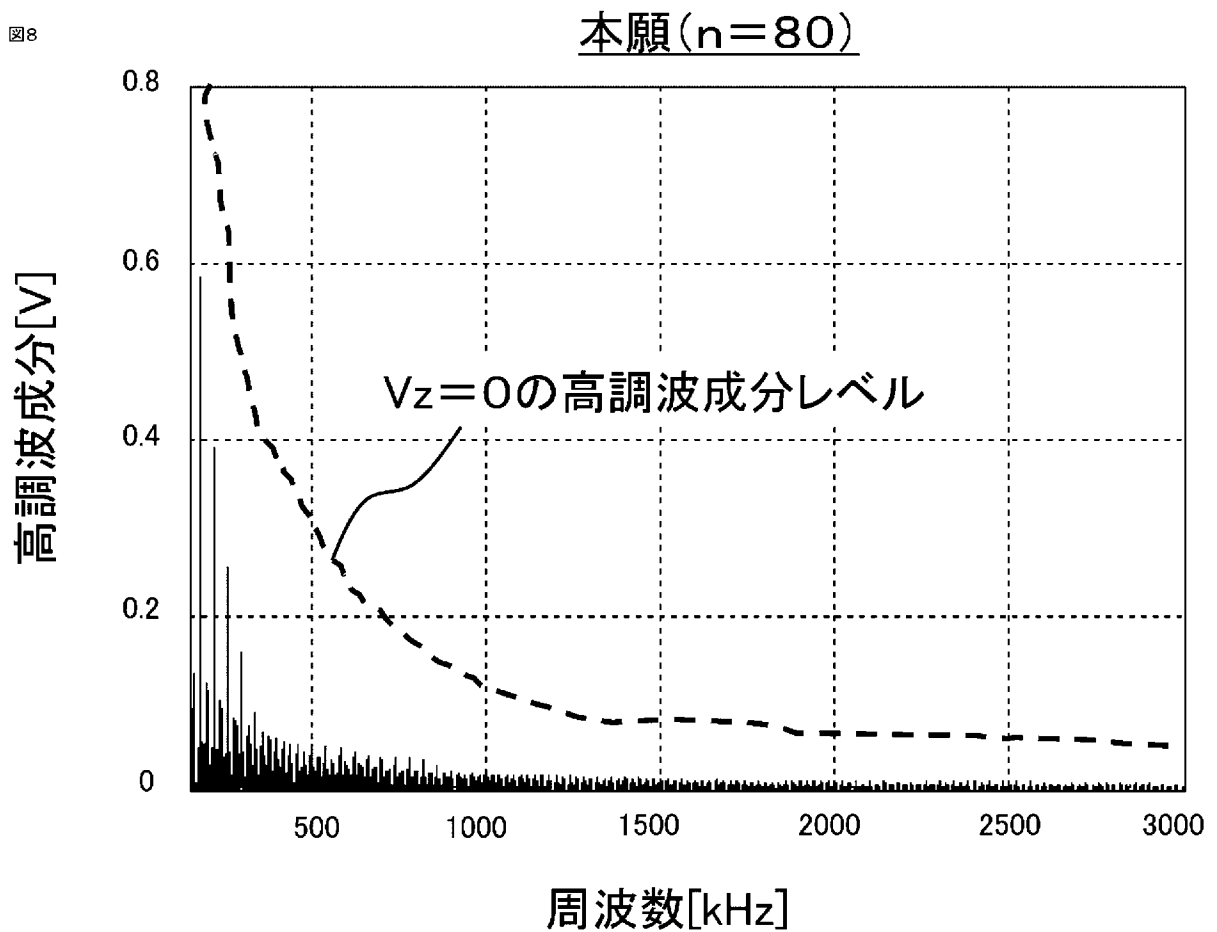
[図7]

図7

比較例 ($V_z=0$)

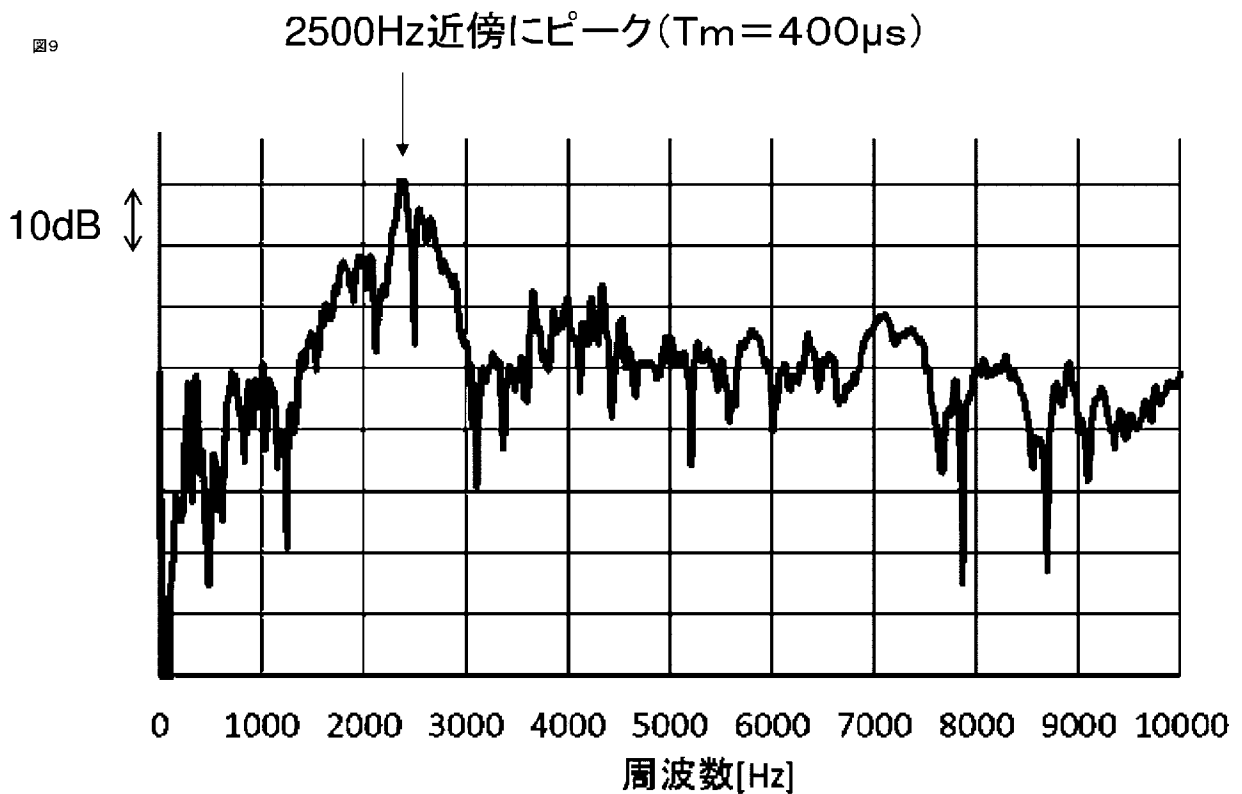
[図8]

図8

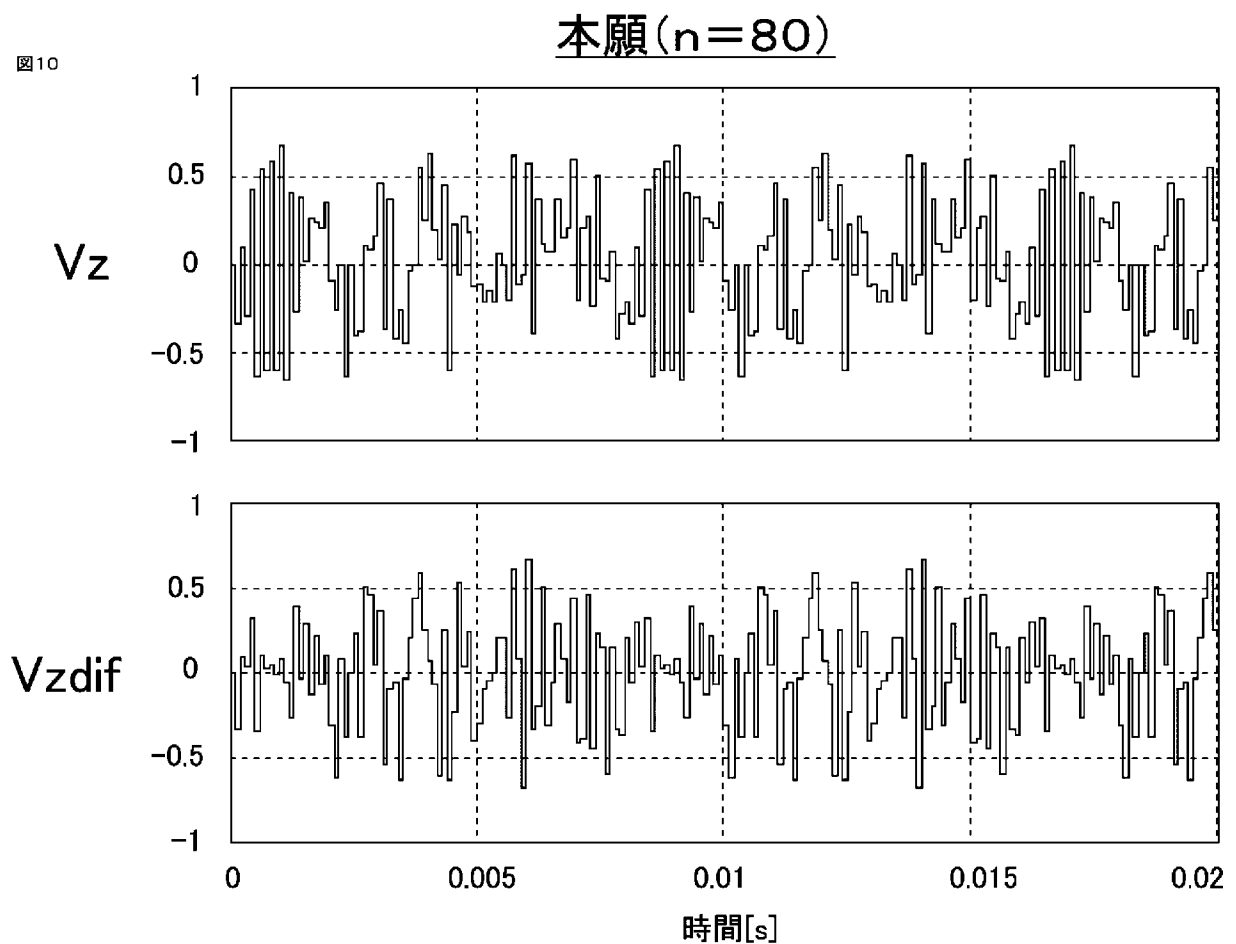


[図9]

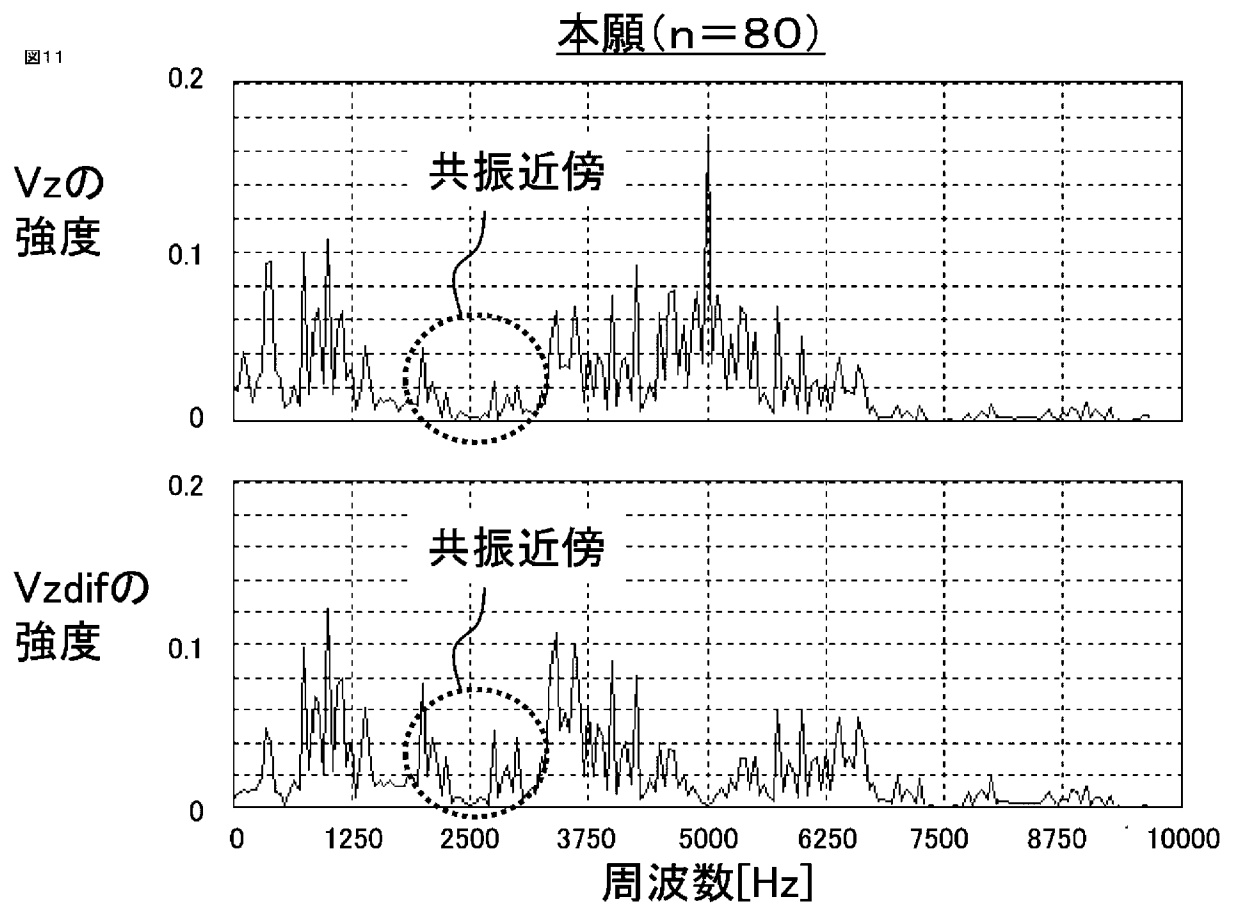
図9



[図10]



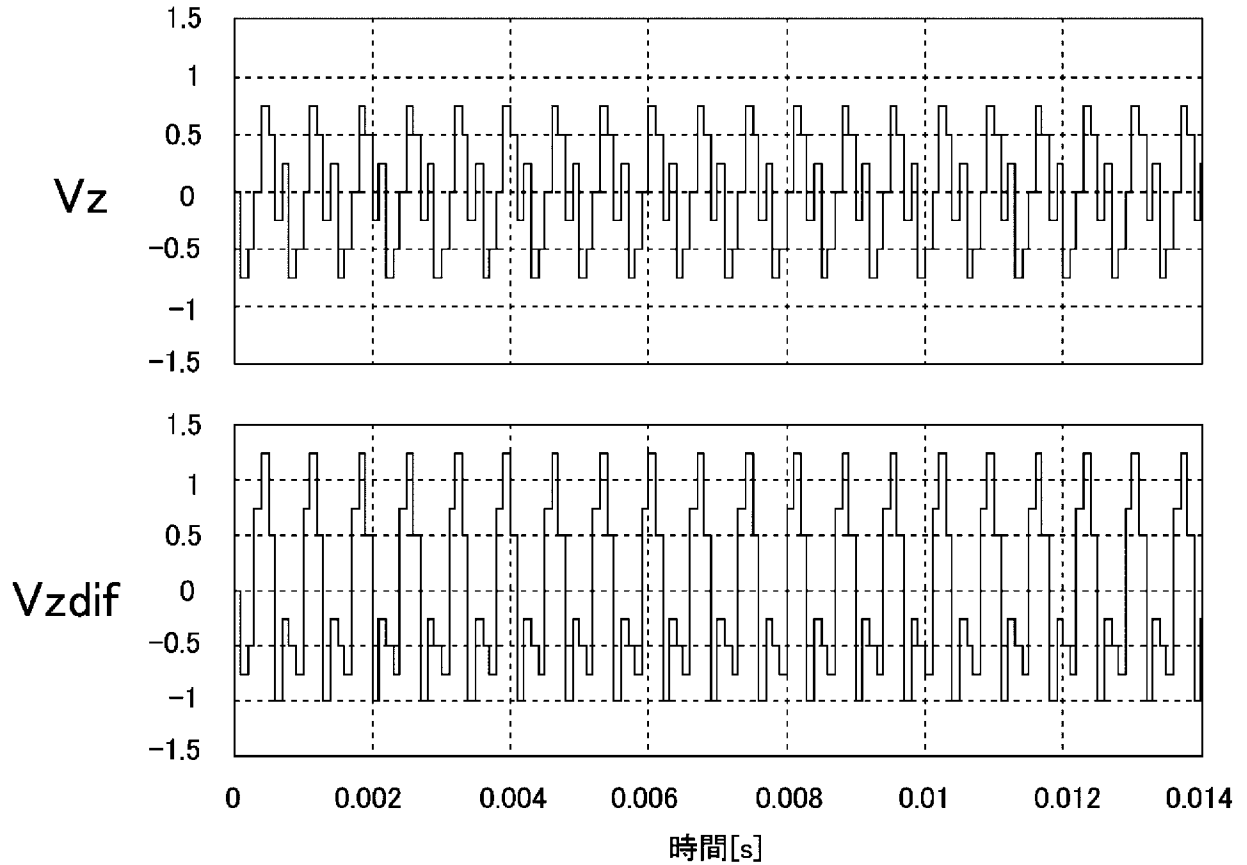
[図11]



[図12]

図12

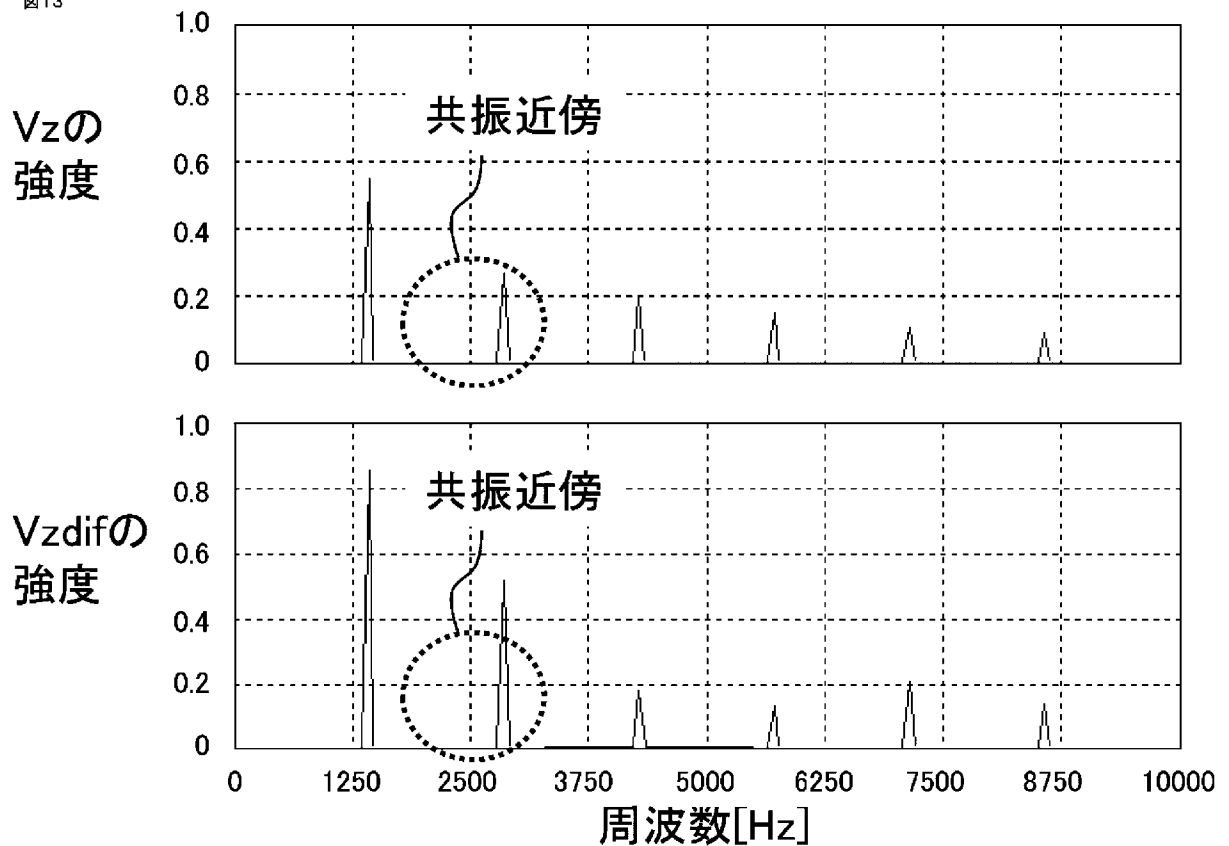
比較例(特許文献3)



[図13]

図13

比較例(特許文献3)



[図14]

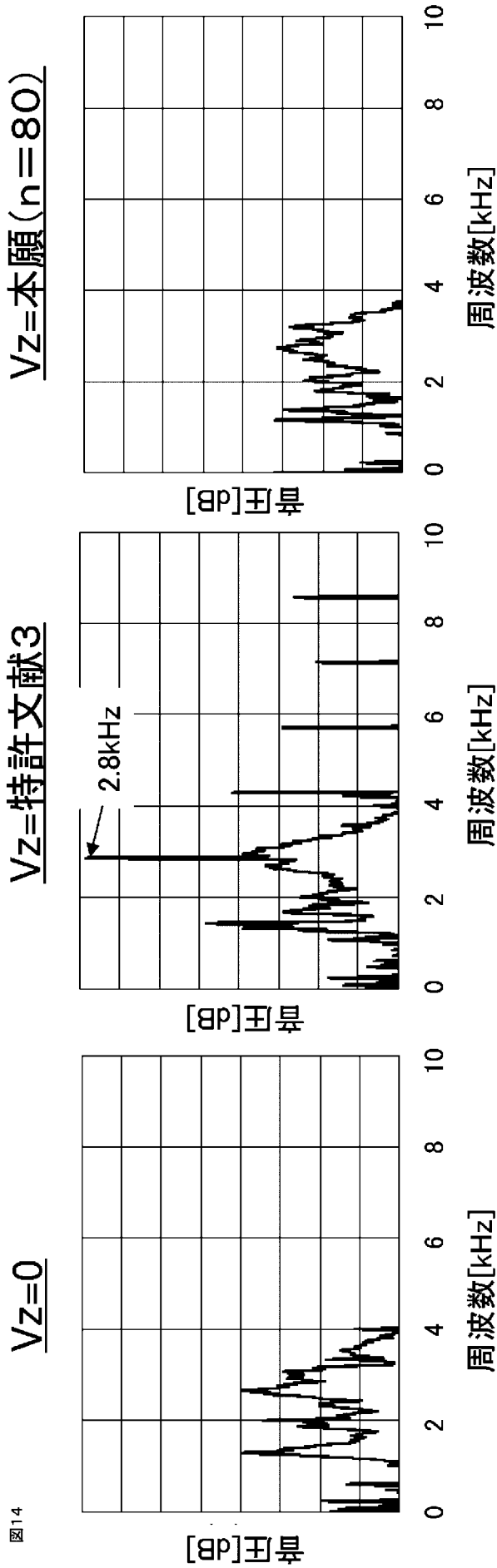
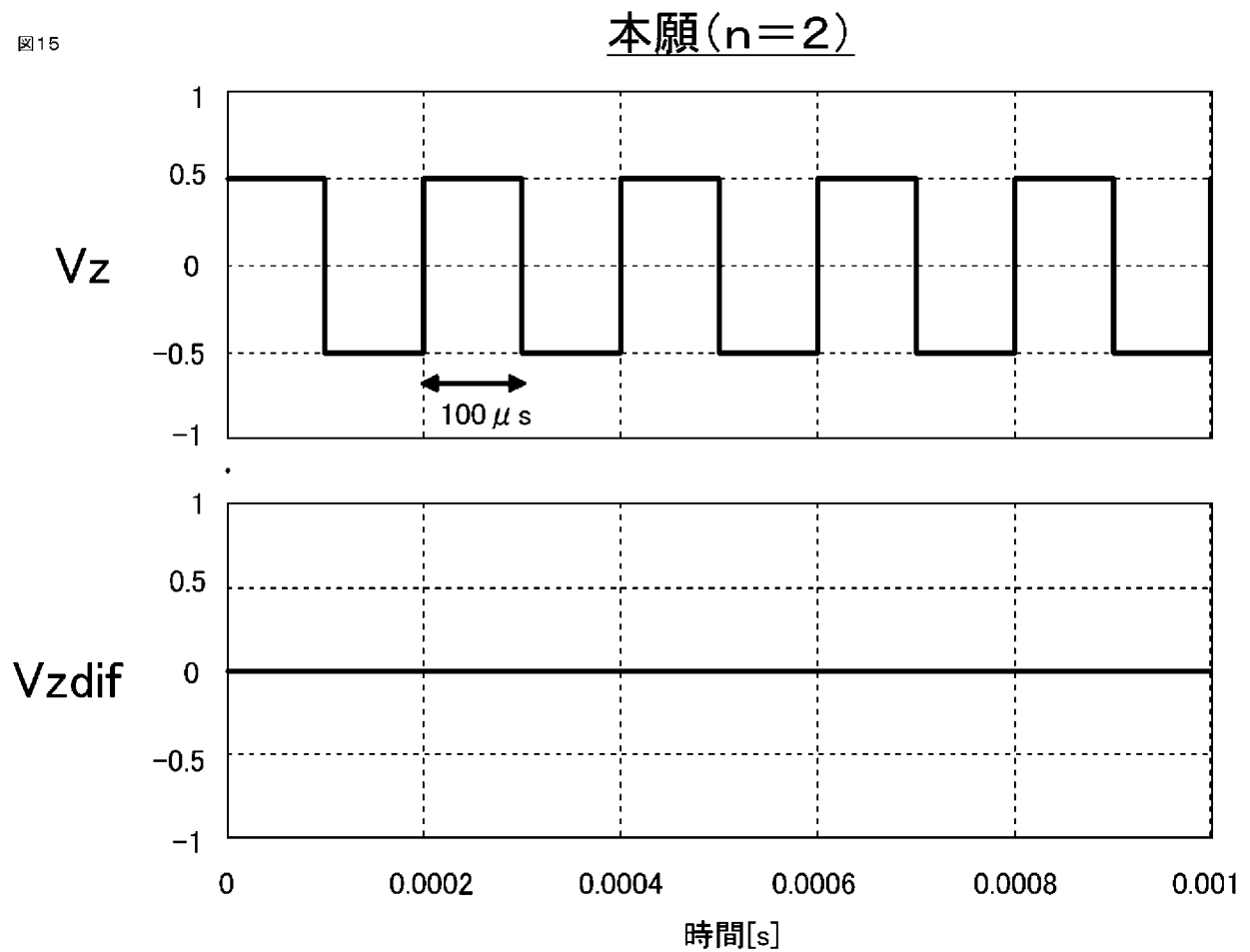


図14

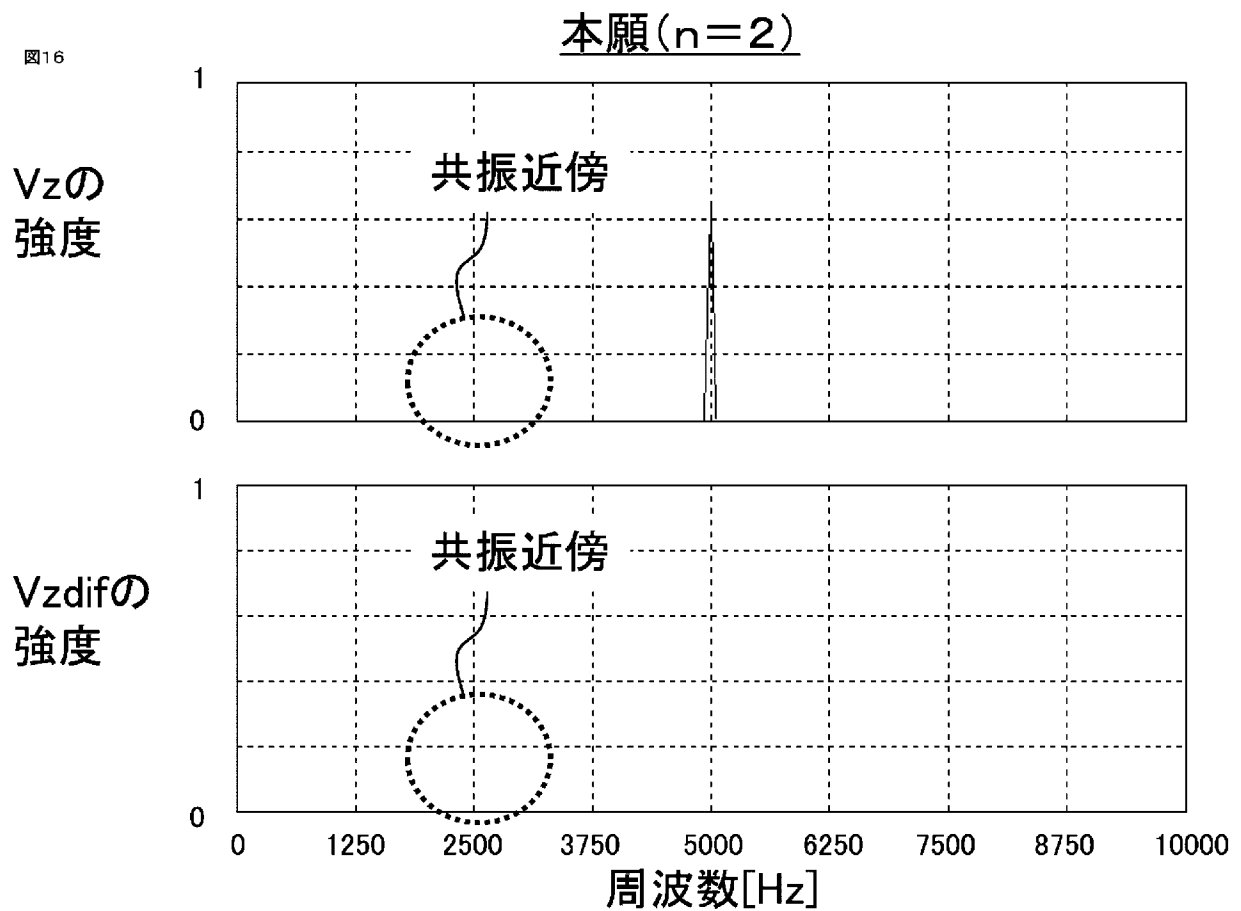
[図15]

図15



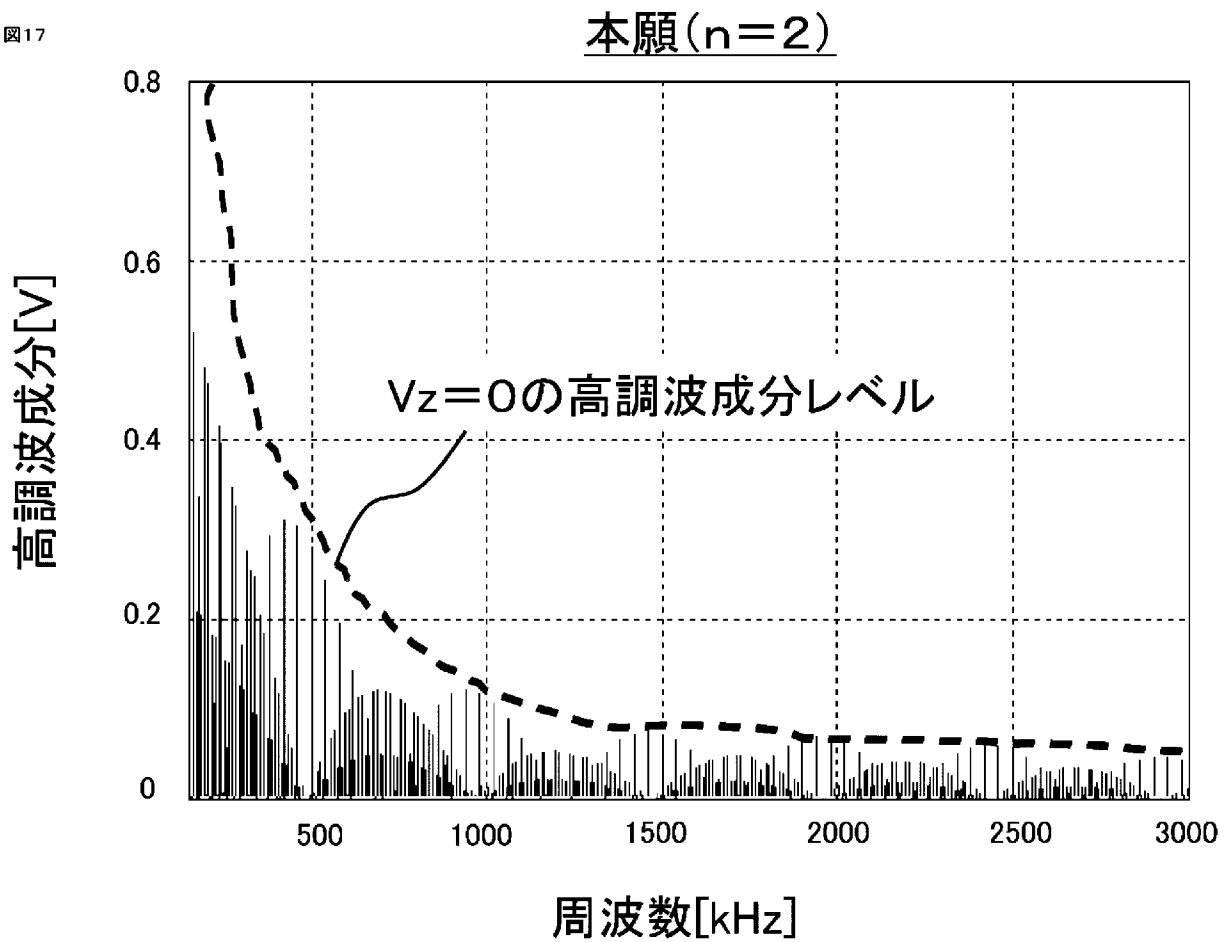
[図16]

図16



[図17]

図17



[図18]

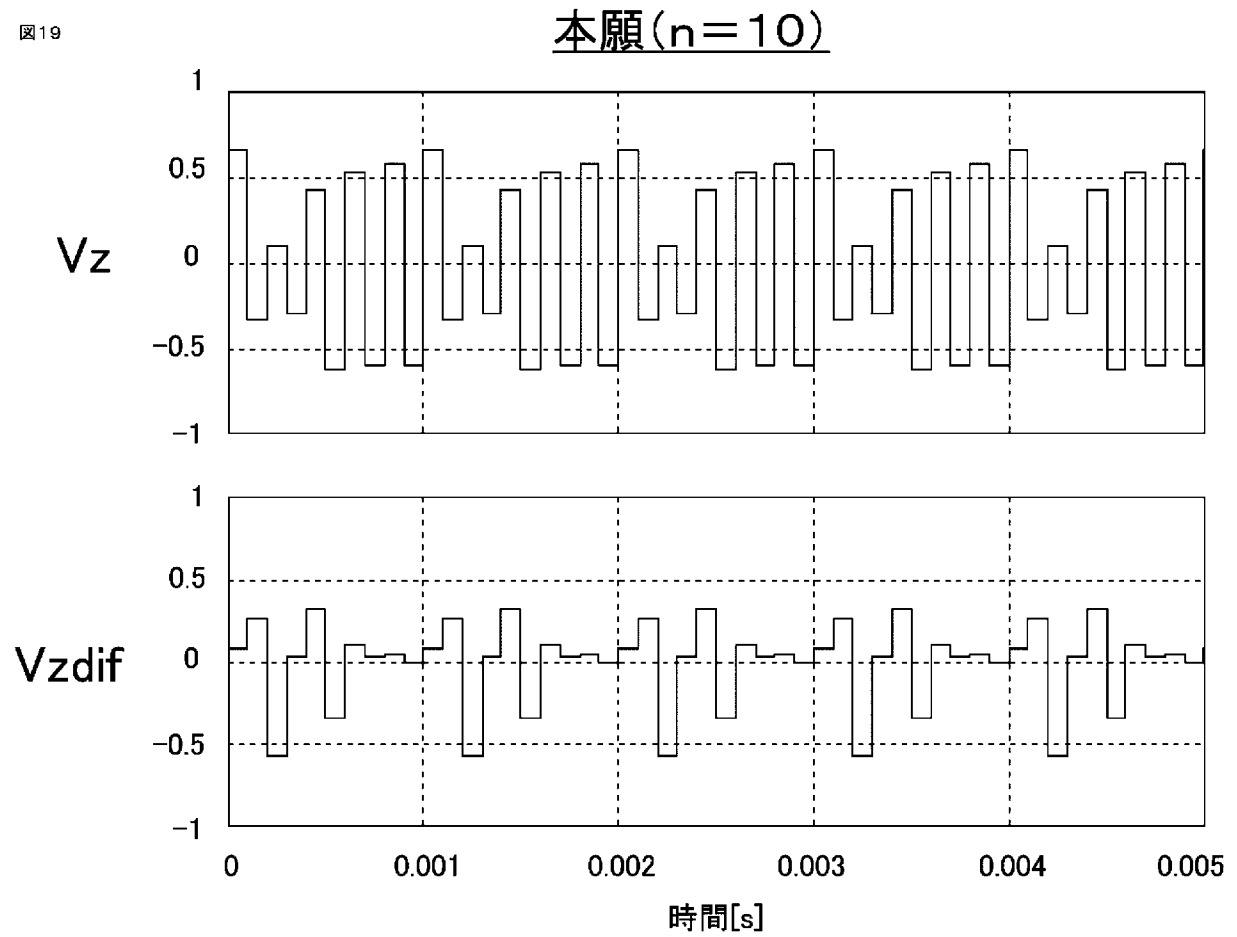
図18

本願(n=10)

Vzc_1	-0.33048
Vzc_2	0.10234
Vzc_3	-0.29002
Vzc_4	0.43248
Vzc_5	-0.6256
Vzc_6	0.53958
Vzc_7	-0.59398
Vzc_8	0.58718
Vzc_9	-0.5984
Vzc_10	0.67116

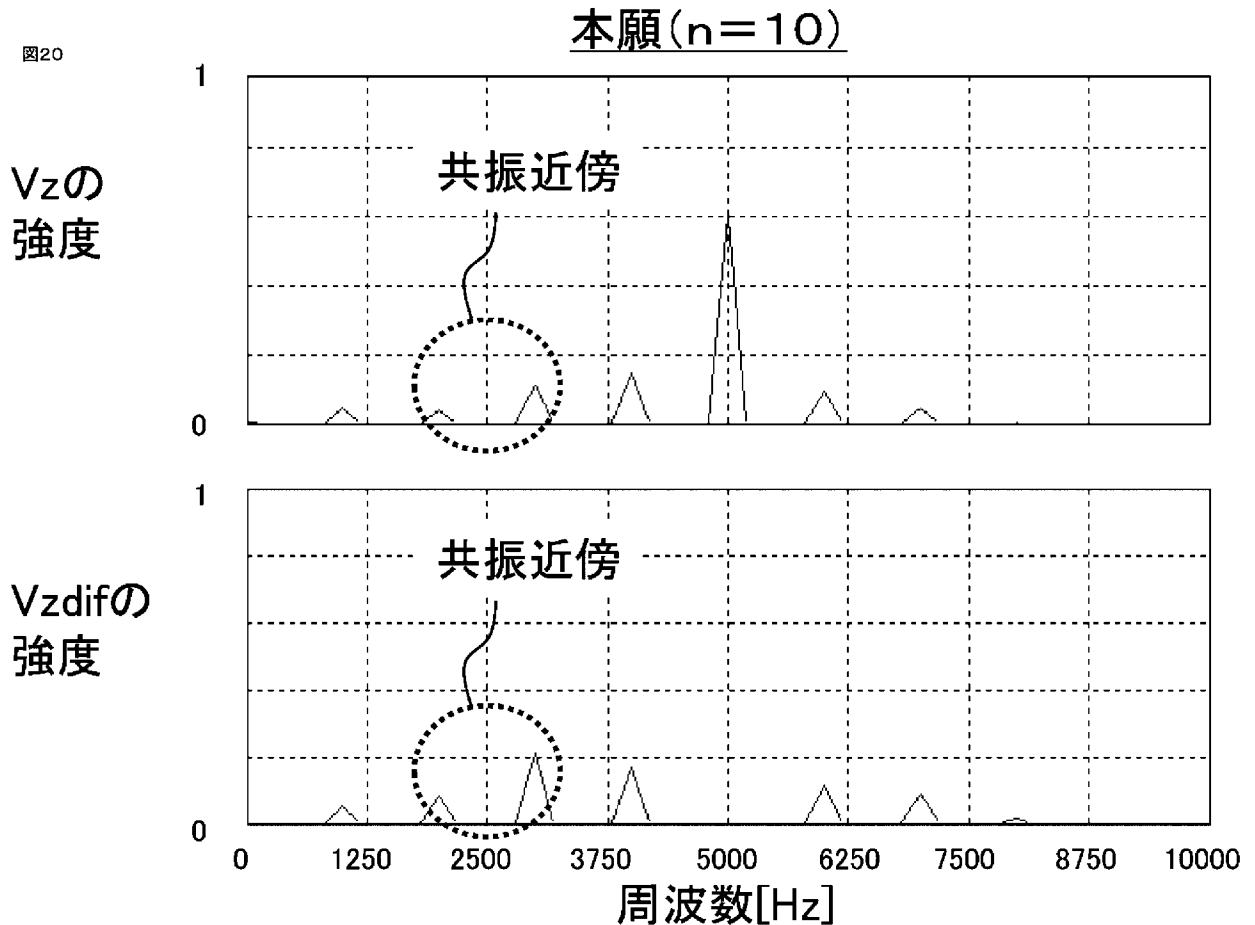
[図19]

図19



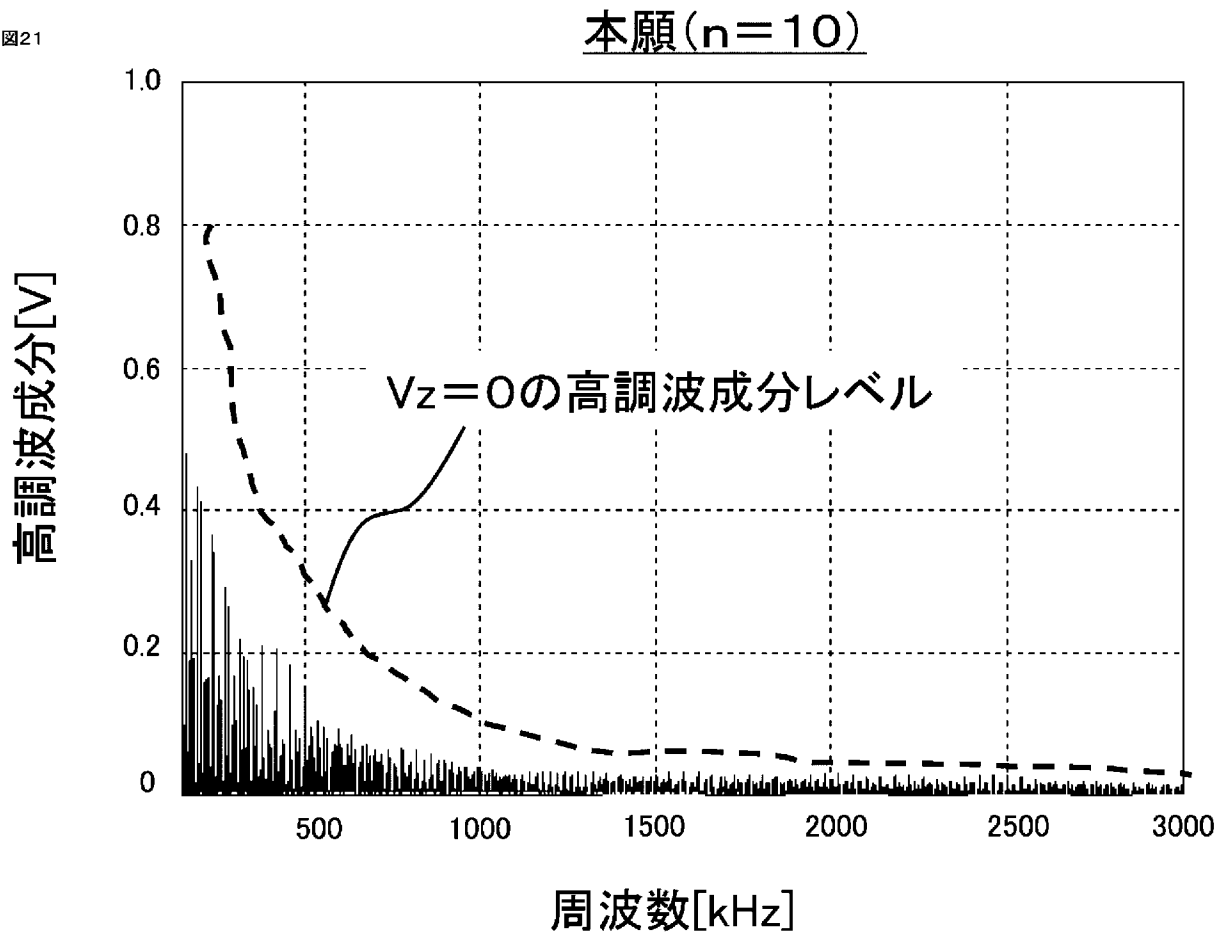
[図20]

図20



[図21]

図21



[図22]

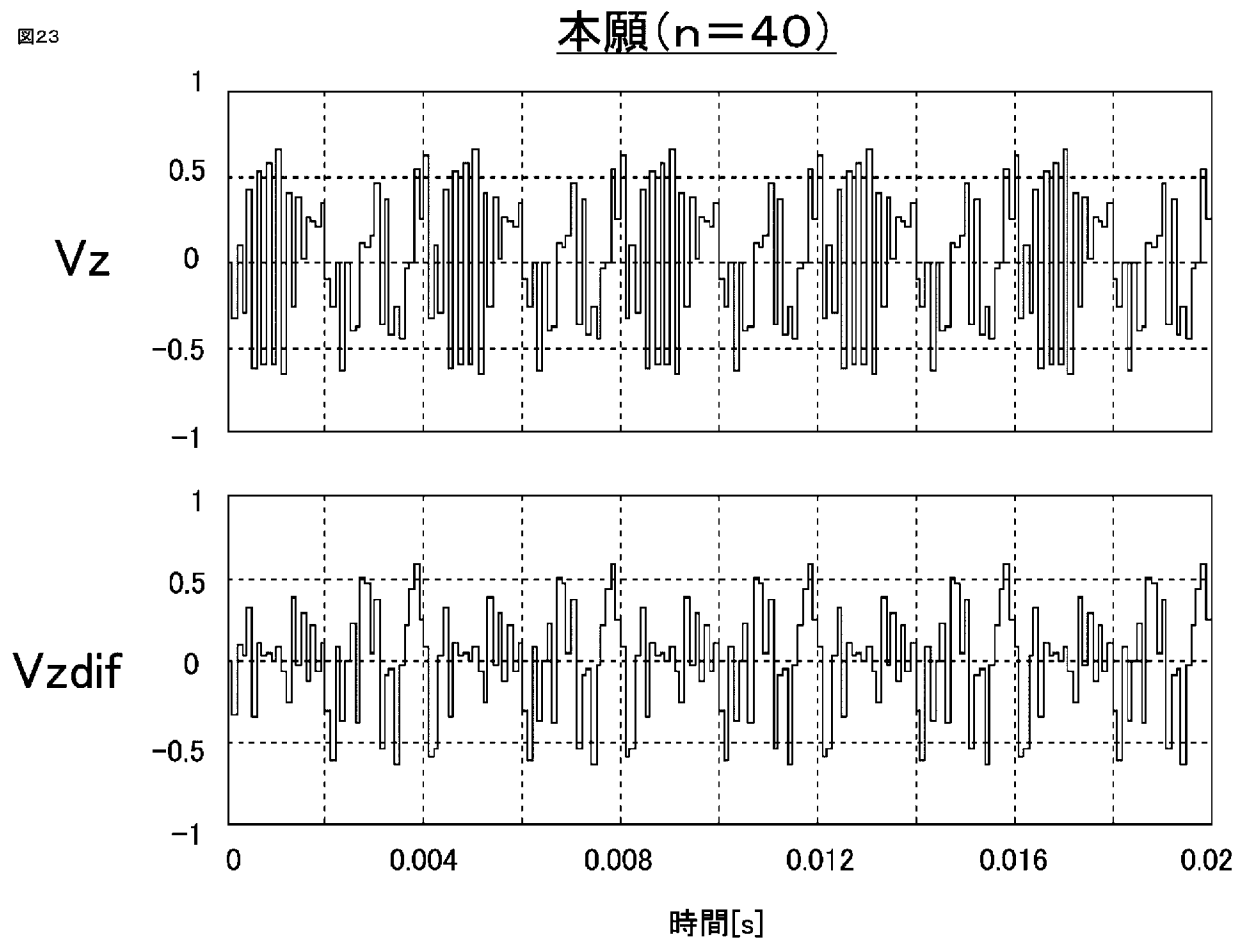
図22

本願(n=40)

Vzc_1	-0.33048
Vzc_2	0.10234
Vzc_3	-0.29002
Vzc_4	0.43248
Vzc_5	-0.6256
Vzc_6	0.53958
Vzc_7	-0.59398
Vzc_8	0.58718
Vzc_9	-0.5984
Vzc_10	0.67116
Vzc_11	-0.65416
Vzc_12	0.41276
Vzc_13	-0.26112
Vzc_14	0.38794
Vzc_15	0.02635
Vzc_16	0.2686
Vzc_17	0.24837
Vzc_18	0.20944
Vzc_19	0.35428
Vzc_20	-0.08942
Vzc_21	-0.2567
Vzc_22	-0.00136
Vzc_23	-0.62594
Vzc_24	0
Vzc_25	-0.39508
Vzc_26	-0.37774
Vzc_27	0.1156
Vzc_28	0.0901
Vzc_29	0.16762
Vzc_30	0.46376
Vzc_31	-0.3672
Vzc_32	0.37366
Vzc_33	-0.41922
Vzc_34	-0.25636
Vzc_35	-0.44404
Vzc_36	-0.03808
Vzc_37	-0.00306
Vzc_38	0.55488
Vzc_39	0.2567
Vzc_40	0.6341

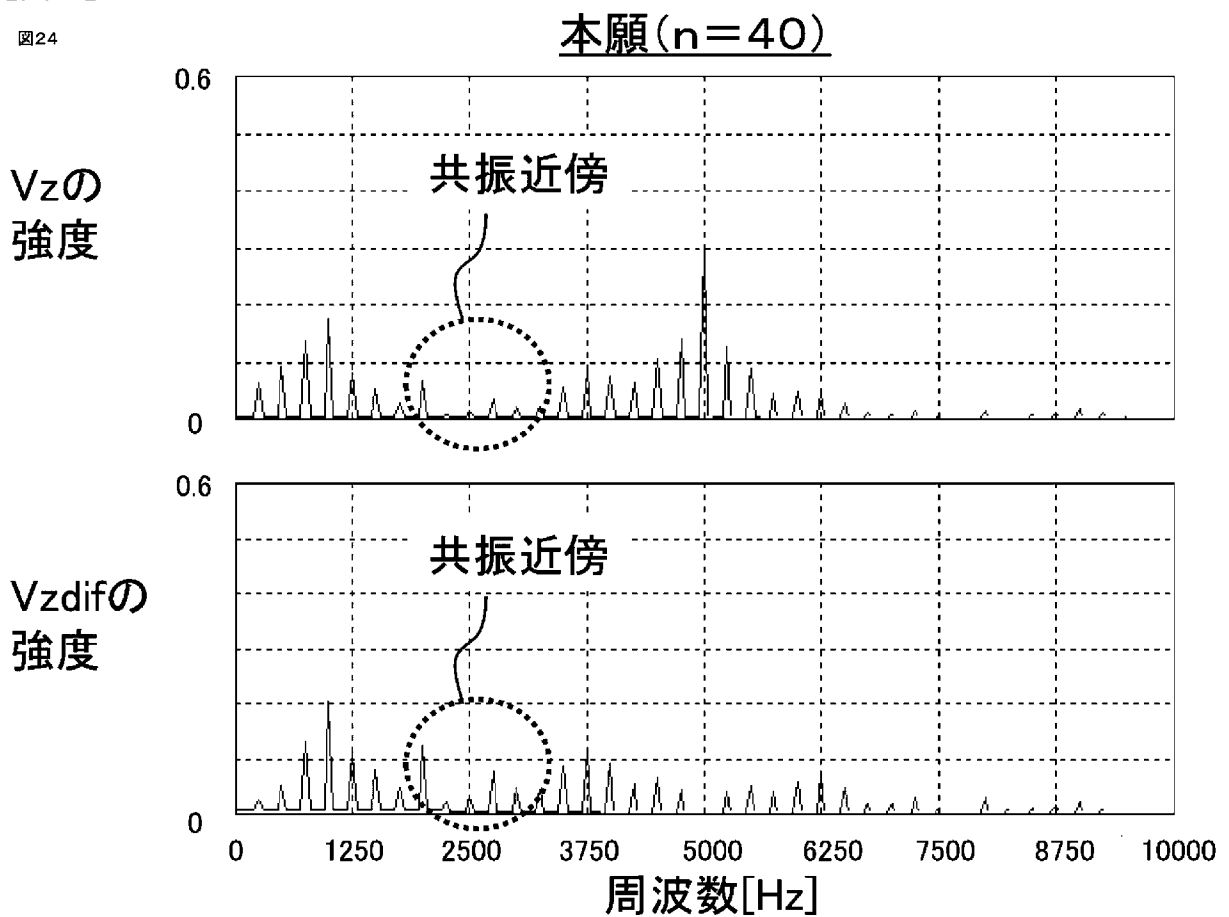
[図23]

図23



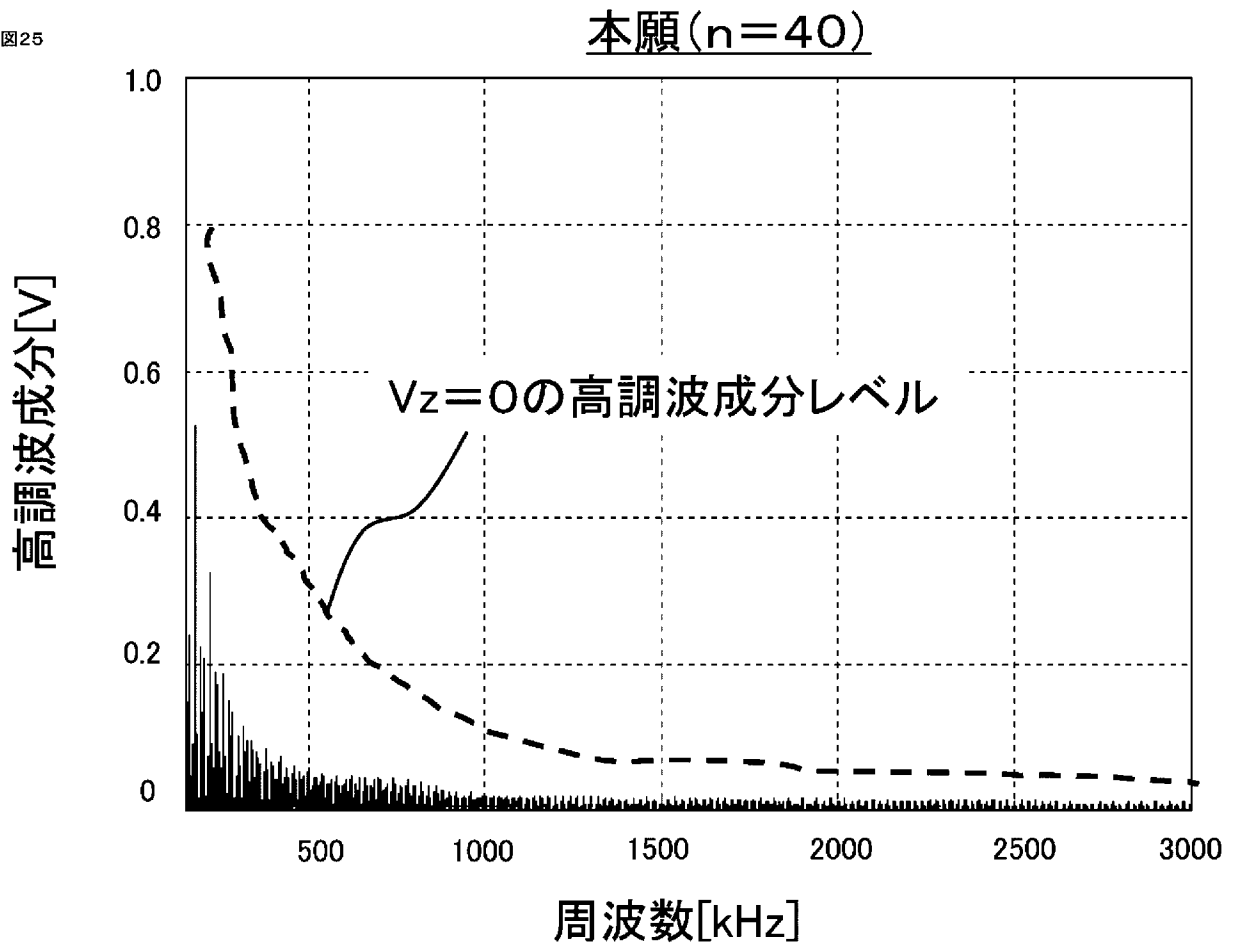
[図24]

図24



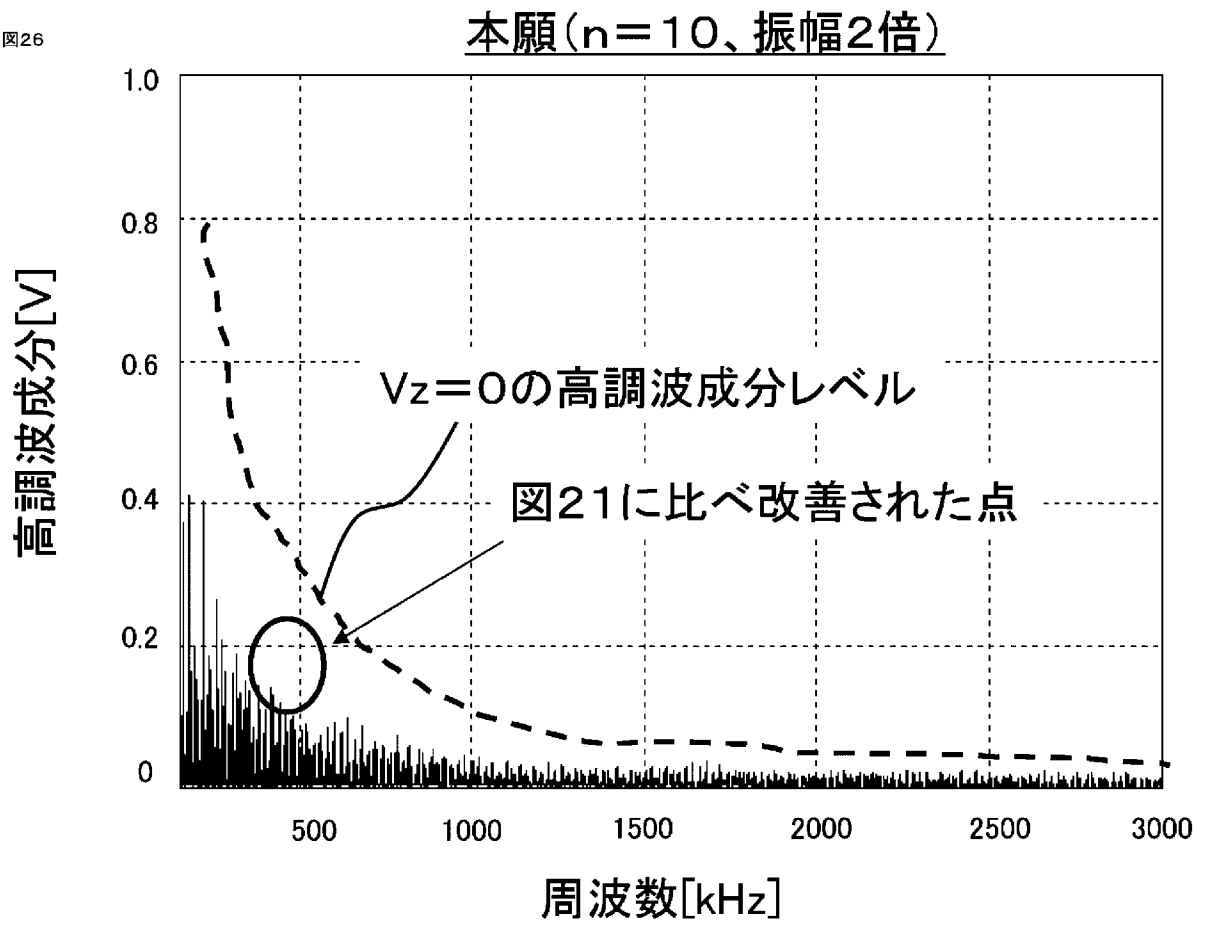
[図25]

図25



[図26]

図26



[图27]

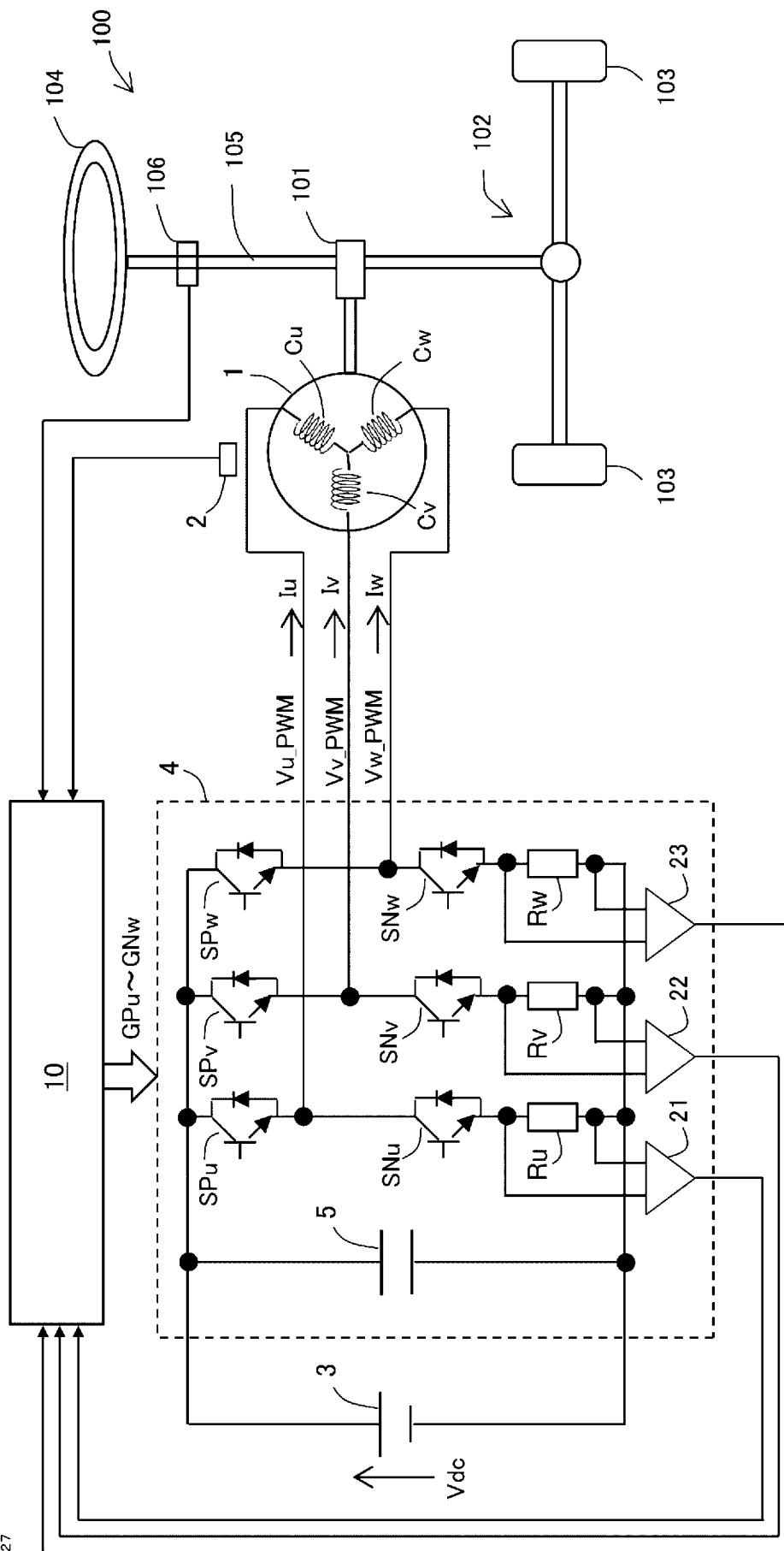


图27

[図28]

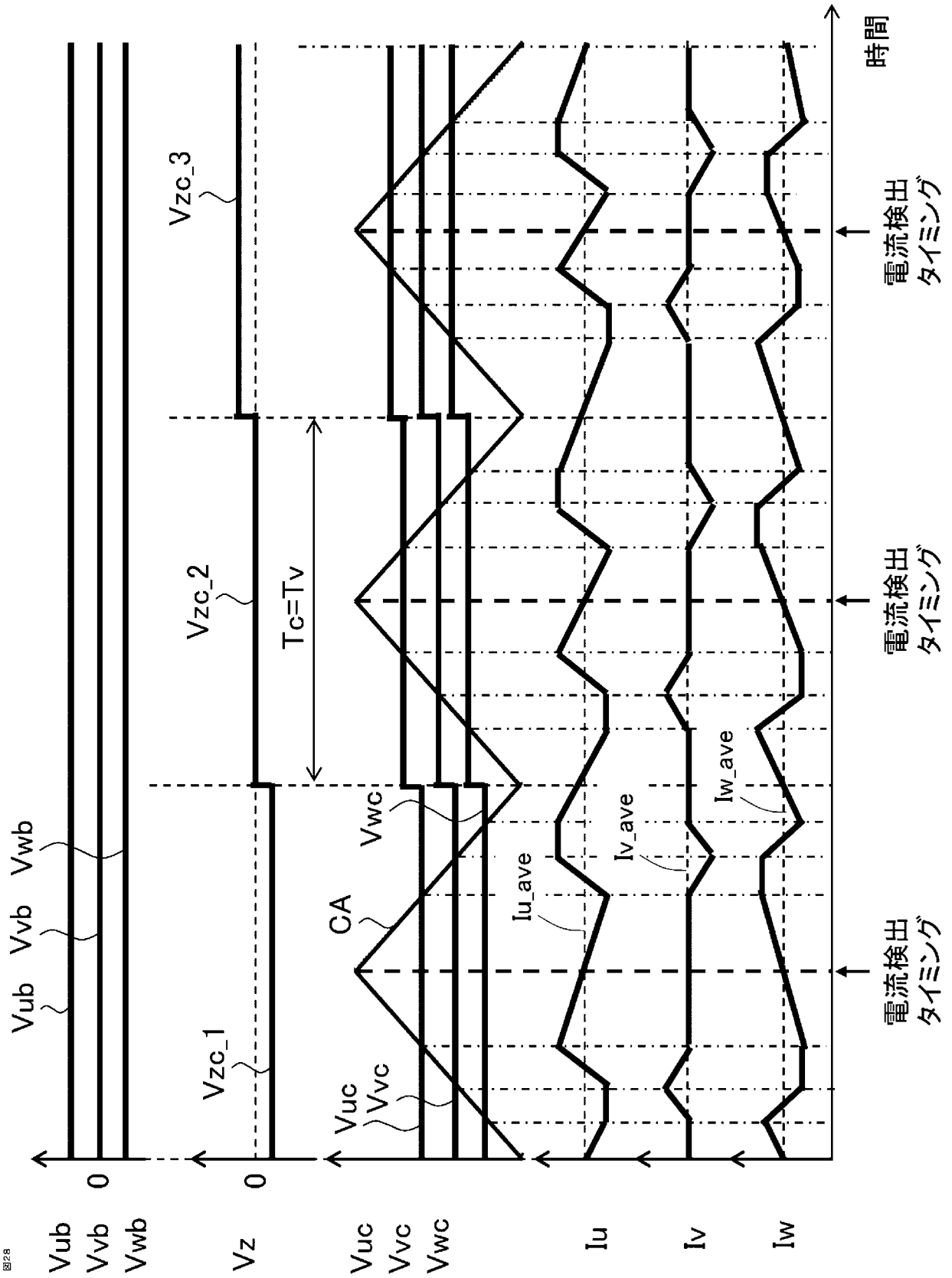
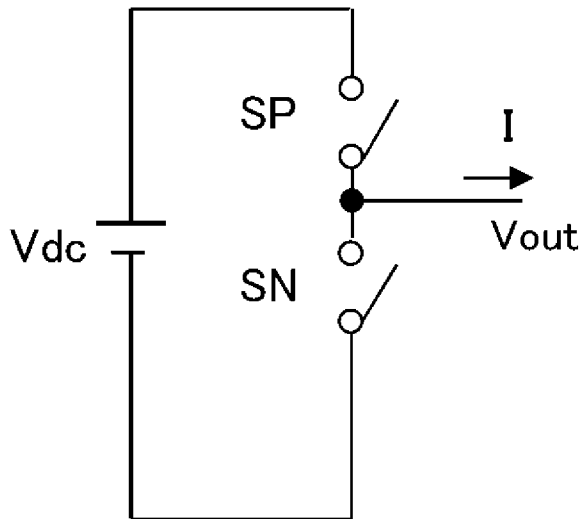


図28

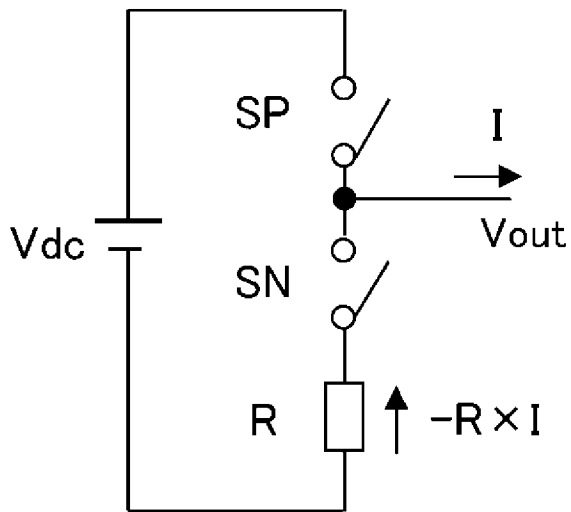
[圖29]

圖29



[圖30]

圖30



巻線電流の実効値=10Arms

[図31]

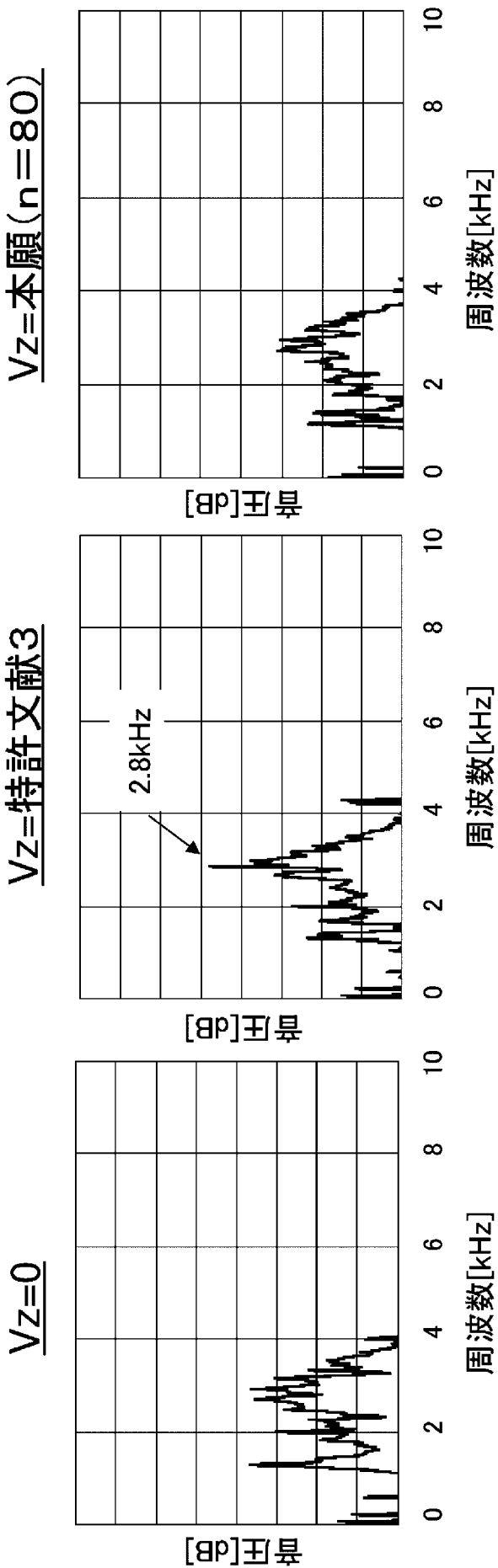


図31

巻線電流の実効値=70Arms

[図32]

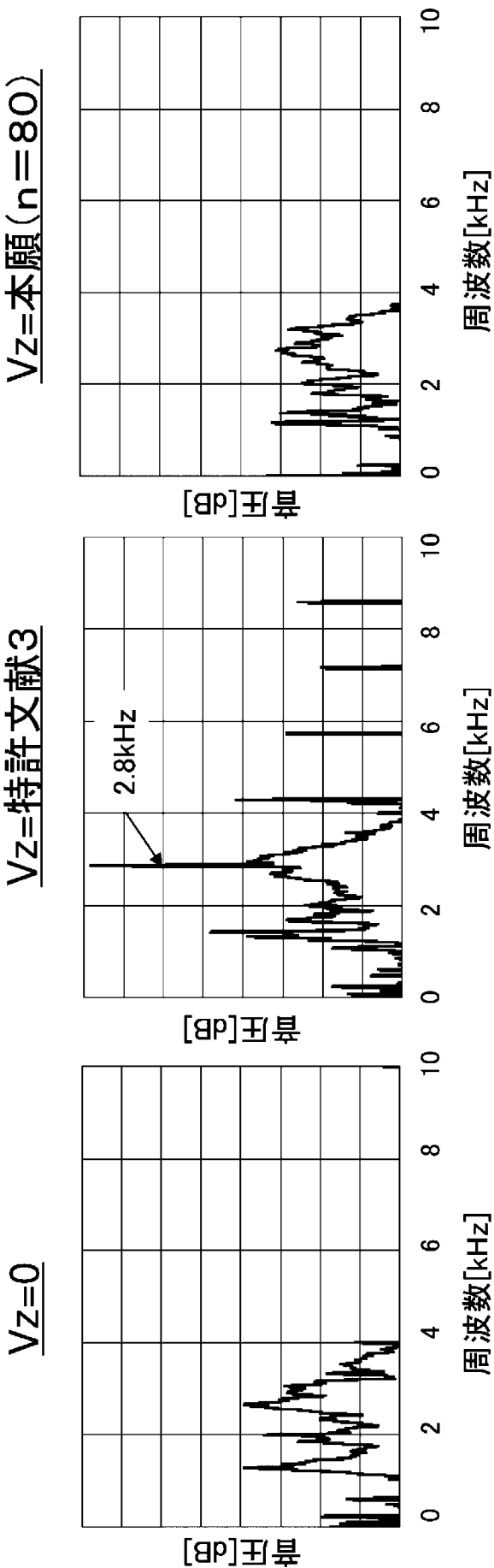
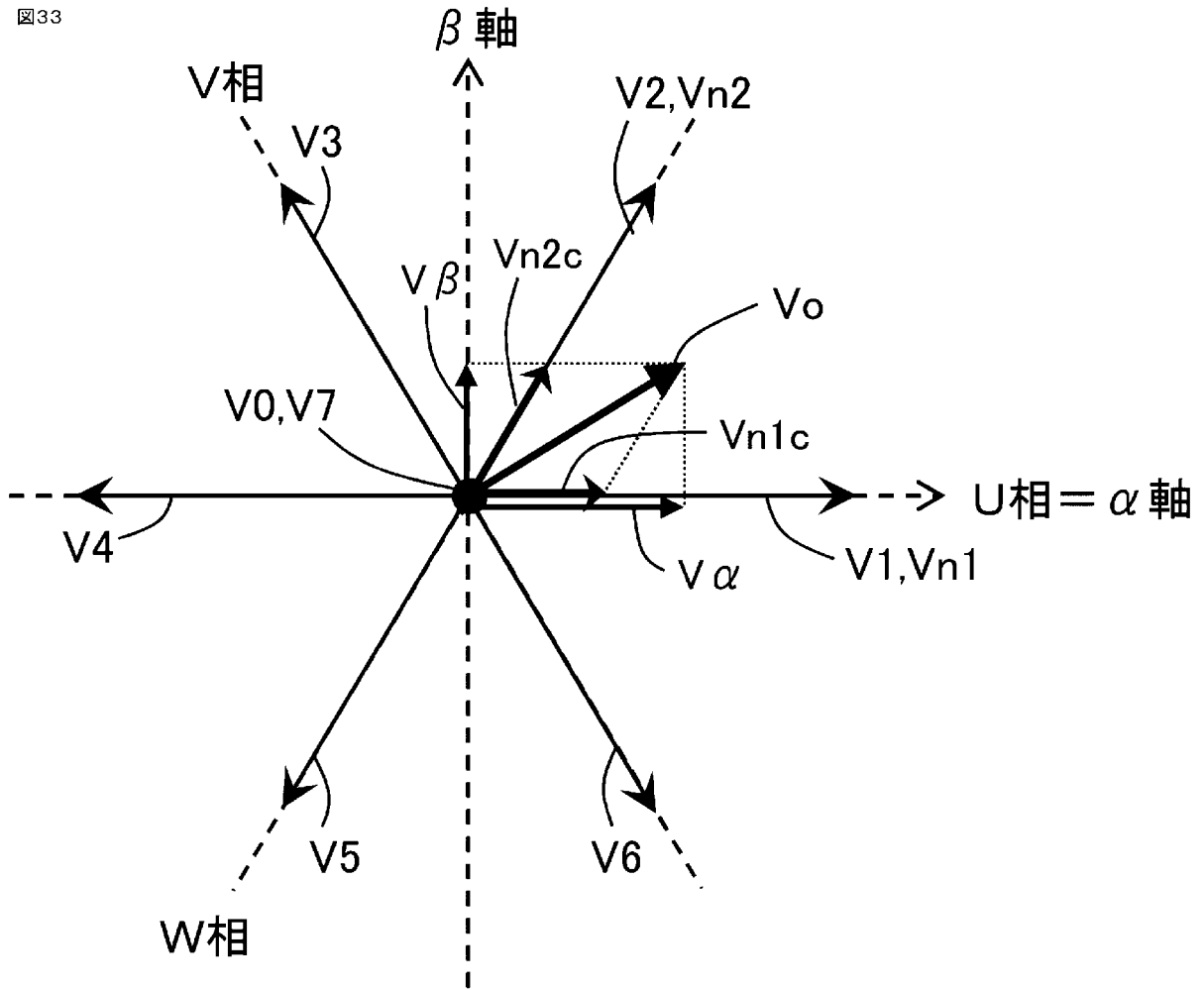


図32

[図33]

図33



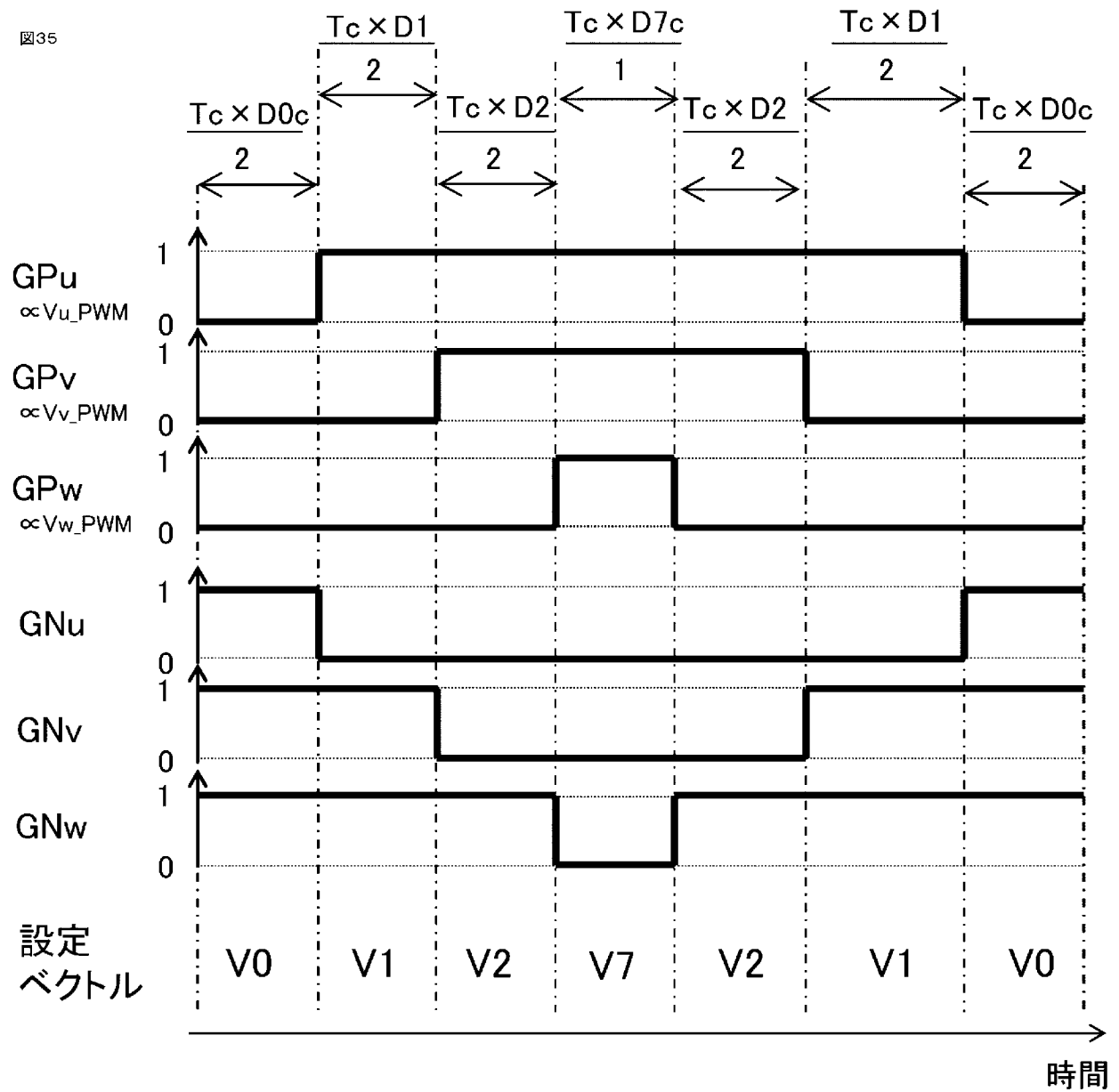
[図34]

図34

SP _u	SN _u	SP _v	SN _v	SP _w	SN _w	基本電圧ベクトル
0	1	0	1	0	1	V0
1	0	0	1	0	1	V1
1	0	1	0	0	1	V2
0	1	1	0	0	1	V3
0	1	1	0	1	0	V4
0	1	0	1	1	0	V5
1	0	0	1	1	0	V6
1	0	1	0	1	0	V7

[図35]

図35



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2020/023916

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H02P23/04 (2006.01) i; H02P27/08 (2006.01) i
FI: H02P23/04; 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)
H02P23/04; H02P27/08

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 6644172 B2 (MITSUBISHI ELECTRIC CORP.) 12 February 2020 (2020-02-12) paragraphs [0012]-[0055], [0066]-[0087], fig. 1-13, 17-18	1-8
A	WO 2015/162704 A1 (MITSUBISHI ELECTRIC CORP.) 29 October 2015 (2015-10-29) paragraphs [0056]-[0070], fig. 14-20	1-8
A	JP 2019-187067 A (DENSO CORP.) 24 October 2019 (2010-10-24) paragraphs [0010]-[0033], fig. 1-4	1-8

Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"I" 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
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"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
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"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
"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)	"&" document member of the same patent family
"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	

Date of the actual completion of the international search 04 August 2020 (04.08.2020)	Date of mailing of the international search report 25 August 2020 (25.08.2020)
--	---

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/JP2020/023916

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
JP 6644172 B2	12 Feb. 2020	EP 3570432 A1 paragraphs [0013]- [0068], [0081]- [0103], fig. 1-13, 17-18 CN 110168924 A WO 2018/131093 A1	
WO 2015/162704 A1	29 Oct. 2015	(Family: none)	
JP 2019-187067 A	24 Oct. 2019	(Family: none)	

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） H02P 23/04(2006.01)i; H02P 27/08(2006.01)i FI: H02P23/04; 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（IPC）） H02P23/04; H02P27/08 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 1971-2020年 日本国実用新案登録公報 1996-2020年 日本国登録実用新案公報 1994-2020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 6644172 B2（三菱電機株式会社）12.02.2020（2020-02-12） 段落[0012]-[0055], [0066]-[0087], 図1-13, 17-18	1-8
A	WO 2015/162704 A1（三菱電機株式会社）29.10.2015（2015-10-29） 段落[0056]-[0070], 図14-20	1-8
A	JP 2019-187067 A（株式会社デンソー）24.10.2019（2019-10-24） 段落[0010]-[0033], 図1-4	1-8
<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 04.08.2020	国際調査報告の発送日 25.08.2020	
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） 安池 一貴 3V 9150 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/JP2020/023916

引用文献			公表日	パテントファミリー文献			公表日
JP	6644172	B2	12.02.2020	EP	3570432	A1	段落[0013]-[0068], [0081]- [0103], 図1-13, 17-18 CN 110168924 A WO 2018/131093 A1 ----- WO 2015/162704 A1 29.10.2015 (ファミリーなし) ----- JP 2019-187067 A 24.10.2019 (ファミリーなし) -----