

(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
2016 年 10 月 27 日(27.10.2016)



(10) 国際公開番号
WO 2016/170585 A1

- (51) 国際特許分類:
H02P 6/08 (2006.01) **H02P 27/08** (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2015/062017
- (22) 国際出願日: 2015 年 4 月 20 日(20.04.2015)
- (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: 日産自動車株式会社(NISSAN MOTOR CO., LTD.) [JP/JP]; 〒2210023 神奈川県横浜市神奈川区宝町 2 番地 Kanagawa (JP).
- (72) 発明者: 正治 満博(SHOUJI, Mitsuhiro); 〒2430123 神奈川県厚木市森の里青山 1 - 1 日産自動車株式会社 知的財産部内 Kanagawa (JP). 川村 弘道(KAWAMURA, Hiromichi); 〒2430123 神奈川県厚木市森の里青山 1 - 1 日産自動車株式会社 知的財産部内 Kanagawa (JP).
- (74) 代理人: 後藤 政喜, 外(GOTO, Masaki et al.); 〒1000013 東京都千代田区霞が関三丁目 3 番 1 号 尚友会館 後藤特許事務所 Tokyo (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA,

BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

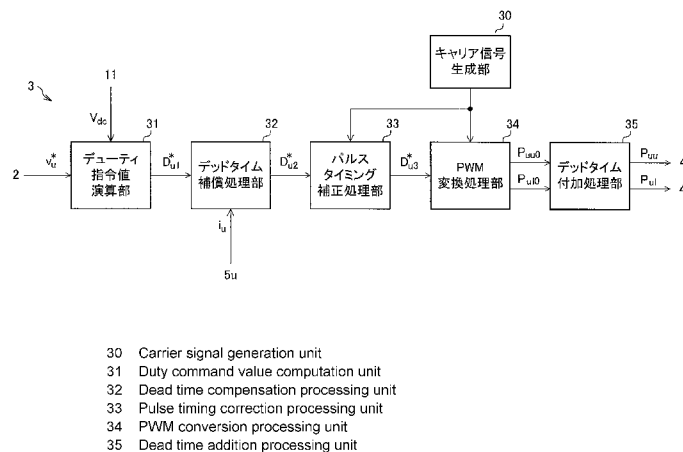
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK,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

(54) Title: CONTROL DEVICE AND CONTROL METHOD

(54) 発明の名称 : 制御装置及び制御方法



(57) Abstract: A control device equipped with a pair of switching elements for converting power from a power supply to AC power, and supplying the AC power to a load. This control device obtains a current or voltage signal supplied to the load, converts the signal from an analog signal to a digital signal, and computes a duty command value for carrying out PWM control of the load on the basis of the converted signal. The control device generates a PWM signal on the basis of the computed duty command value and a carrier signal for carrying out PWM control, and switches the connection state of the switching elements on the basis of the generated PWM signal, thereby controlling the AC power supplied to the load. The control device determines whether the carrier signal has increased or decreased, and corrects the duty command value on the basis of the determined increase or decrease in the carrier signal, thereby adjusting the timing for switching the switching elements.

(57) 要約:

[続葉有]



制御装置は、電源からの電力を交流電力に変換して負荷に供給する一対のスイッチング素子を備える。この制御装置は、負荷に供給される電流又は電圧の信号を取得し、その信号をアナログ信号からデジタル信号に変換し、変換された信号に基づいて、負荷をPWM制御するためのデューティ指令値を演算する。制御装置は、演算されるデューティ指令値と、PWM制御するためのキャリア信号とに基づいてPWM信号を生成し、生成されるPWM信号に基づいて、スイッチング素子の接続状態を切り替えることにより、負荷に供給される交流電力を制御する。そして制御装置は、キャリア信号が増加しているのか、又は、減少しているのかを判定し、判定されたキャリア信号の増減に基づいて、デューティ指令値を補正することにより、スイッチング素子の切替えタイミングを調整する。

明 細 書

発明の名称： 制御装置及び制御方法

技術分野

[0001] この発明は、電気負荷に供給される交流電力を制御する制御装置及び制御方法に関する。

背景技術

[0002] モータ等の電気負荷を制御する制御装置として、パルス幅変調（PWM）制御により用いられるキャリア信号が山及び谷となるタイミングで、モータの交流電流をA/D変換し、変換後の電流データに基づいてデューティ指令値を算出するものが知られている。

[0003] このような制御装置では、デューティ指令値に応じてPWM信号を生成するにあたり、同一相に対で配置される2つの半導体デバイスが同時にオンされるのを防ぐために、デッドタイムと呼ばれる遅延時間がPWM信号に設けられる。これに伴い、デッドタイムが設けられたPWM信号のオン期間の中間のタイミングは、キャリア信号の山及び谷で実行するA/D変換のタイミングからずれてしまい、A/D変換後の電流データには、サンプリングによる誤差がノイズとして含まれることになる。

[0004] これに対し、特開2007-159185号公報には、A/D変換のタイミングを、キャリア信号の山又は谷から所定のデッドタイムの半分の時間だけずらして、PWM信号のオン期間の中間のタイミングに揃える技術が開示されている。

発明の概要

[0005] しかしながら、上述した技術は、PWM信号のデューティ比に関わらず、A/D変換のタイミングを、一律に、所定の時間だけずらす構成であるため、A/D変換のタイミングとPWM信号のオン期間の中間のタイミングとがずれる場合がある。

[0006] 例えば、デューティ比が100%近傍においてデューティ比が大きくなる

ほどデッドタイムを短くする制御装置では、デューティ比に応じてデッドタイムの期間が変更されるにも拘らず、A/D変換のタイミングを一律にずらす構成となる。このような構成では、デューティ比が100%のときには、PWM信号にデッドタイムが設けられないため、特に、A/D変換のタイミングとPWM信号のオン期間の中間のタイミングとのずれが大きくなってしまふ。その結果、サンプリングされた電流データは、正弦波が崩れた波形を示すことになるので、電流データには、高調波のノイズ成分が混入することになる。

[0007] このように、デッドタイムの半分の時間だけ一律にA/D変換のタイミングをずらすだけでは、A/D変換のタイミングとPWM信号のオン期間の中間のタイミングとの間でずれが生じて交流電流の検出信号にサンプリングによるノイズが混入することがある。

[0008] 本発明は、このような問題点に着目してなされたものであり、電気負荷に供給される交流電流の検出精度の低下を抑制する制御装置及び制御方法を提供することを目的とする。

[0009] 本発明のある態様によれば、交流電力で駆動する電動手段を制御する制御装置は、電源からの電力を交流電力に変換して前記電動手段に供給する一対のスイッチング素子を含む。この制御装置は、前記電動手段に供給される電流又は電圧の信号を取得し、当該信号をアナログ信号からデジタル信号に変換する変換手段と、前記変換手段により変換された信号に基づいて、前記電動手段をPWM制御するためのデューティ指令値を演算する演算手段とを含む。さらに制御装置は、前記演算手段により演算されるデューティ指令値と、前記PWM制御するためのキャリア信号とに基づいて、PWM信号を生成する生成手段と、前記生成手段により生成されるPWM信号に基づいて、前記スイッチング素子の接続状態を切り替えることにより、前記電動手段に供給される交流電力を制御する制御手段とを含む。そして制御装置は、前記キャリア信号が増加しているのか、又は、減少しているのかを判定する判定手段と、前記判定手段により判定されたキャリア信号の増減に基づいて、前記

演算手段により演算されるデューティ指令値を補正することにより、前記スイッチング素子の切替えタイミングを調整する補正手段とを備える。

図面の簡単な説明

[0010] [図1]図1は、本発明の第1実施形態における電動装置を制御する制御装置の構成の一例を示す図である。

[図2]図2は、制御装置におけるA/D変換のタイミングとキャリア信号との関係を示すタイムチャートである。

[図3]図3は、本実施形態におけるPWM変換器の構成例を示すブロック図である。

[図4]図4は、デューティ指令値に基づいてPWM電圧を生成する生成手法の一例を示すタイムチャートである。

[図5]図5は、本実施形態におけるモータを制御する制御方法の処理手順の一例を示すフローチャートである。

[図6]図6は、本発明の第2実施形態におけるデューティ指令値を補正する手法を示すタイムチャートである。

[図7]図7は、本実施形態における制御方法の処理手順例を示すフローチャートである。

[図8]図8は、本発明の第3実施形態におけるデューティ指令値を補正する手法を示すタイムチャートである。

[図9]図9は、本実施形態における制御方法の処理手順例を示すフローチャートである。

[図10]図10は、本発明の第3実施形態におけるPWM変換器の構成の一例を示すブロック図である。

[図11]図11は、本実施形態におけるデューティ指令値を補正する手法を示すタイムチャートである。

[図12]図12は、本実施形態における制御方法の処理手順の一例を示すフローチャートである。

発明を実施するための形態

[0011] 以下、添付図面を参照しながら本発明の実施形態について説明する。

[0012] (第1実施形態)

図1は、本発明の第1実施形態における制御装置の構成の一例を示す図である。

[0013] 制御装置100は、モータ6を駆動するモータ制御装置である。制御装置100は、例えば、ハイブリッド自動車や電動自動車などに搭載される。本実施形態では、制御装置100は、ベクトル制御を実行してモータ6に供給される交流電力を制御する。

[0014] 制御装置100は、モータトルク制御部1と、 dq 軸/ uvw 相変換器2と、PWM (Pulse Width Modulation) 変換器3と、インバータ (INV) 4と、電流検出器5u及び5vとを備える。制御装置100は、回転子位置検出器7と、モータ回転速度演算器8と、 uvw 相/ dq 軸変換器9と、バッテリー10と、バッテリー電圧検出器11とを備える。

[0015] モータ6は、交流電力により駆動する電動手段である。モータ6としては、例えば、駆動用モータやステアリング用モータなどの電気負荷が用いられる。モータ6は、多相交流の電動機により構成され、本実施形態では、U相、V相及びW相電流の三相交流電流を受けて駆動する。モータ6には、回転子位置検出器7が設けられている。

[0016] 回転子位置検出器7は、モータ6の回転子の位置を所定周期で検出する。回転子位置検出器7は、例えば、レゾルバにより構成される。回転子位置検出器7は、検出結果に基づいて回転子の電気角 θ を示す検出信号を、 dq 軸/ uvw 相変換器2とモータ回転速度演算器8と uvw 相/ dq 軸変換器9とに出力する。

[0017] モータ回転速度演算器8は、回転子位置検出器7からの検出信号を取得し、その検出信号をアナログ信号からデジタル信号にA/D変換して電気角検出値 θ を出力する変換手段を備える。モータ回転速度演算器8は、A/D変換後の電気角検出値 θ に基づいて、今回の電気角検出値 θ と前回の電気角検出値との差分、すなわち単位時間あたりの電気角検出値の変化量を算出する

。モータ回転速度演算器 8 は、その電気角検出値の変化量からモータ 6 の回転速度 N を算出し、その回転速度 N をモータトルク制御部 1 に出力する。

[0018] バッテリ 10 は、インバータ 4 を介してモータ 6 に電力を供給する電源である。バッテリ 10 は、直流電力をインバータ 4 に出力する。バッテリ 10 は、例えば、リチウムイオン電池により構成される。

[0019] バッテリ電圧検出器 11 は、バッテリ 10 の電圧を検出する。バッテリ電圧検出器 11 は、検出した電圧を示すバッテリ電圧検出値 V_{dc} をモータトルク制御部 1 に出力する。

[0020] モータトルク制御部 1 は、不図示のコントローラから、モータ 6 の駆動力を決定するトルク指令値 T^* を取得する。不図示のコントローラでは、車両の運転状態に応じてトルク指令値 T^* が算出される。例えば、車両に設けられたアクセルペダルの踏み込み量が大きくなるほど、モータトルク制御部 1 に出力されるトルク指令値 T^* は大きくなる。

[0021] モータトルク制御部 1 は、トルク指令値 T^* に基づいて、 d 軸電圧指令値 v_d^* 及び q 軸電圧指令値 v_q^* を演算する。 d 軸電流検出値 i_d 及び q 軸電流検出値 i_q は、モータ 6 に供給される三相交流電流の検出値を d q 軸座標へ変換したものである。

[0022] 本実施形態では、モータトルク制御部 1 は、トルク指令値 T^* と、バッテリ電圧検出値 V_{dc} と、 d 軸電流検出値 i_d 及び q 軸電流検出値 i_q とに基づいて、 d 軸電流指令値及び q 軸電流指令値を算出する。モータトルク制御部 1 は、算出した d 軸電流指令値及び q 軸電流指令値に基づいて電流ベクトル制御演算を実行することにより、 d 軸電圧指令値 v_d^* 及び q 軸電圧指令値 v_q^* を算出する。モータトルク制御部 1 は、算出した d 軸電圧指令値 v_d^* 及び q 軸電圧指令値 v_q^* を d q 軸 / u v w 相変換器 2 に出力する。

[0023] d q 軸 / u v w 相変換器 2 は、次式 (1) に従って、回転子位置検出器 7 からの電気角検出値 θ に基づき、 d 軸電圧指令値 v_d^* 及び q 軸電圧指令値 v_q^* を、三相電圧指令値である U 相電圧指令値 v_u^* 、 V 相電圧指令値 v_v^* 及び W 相電圧指令値 v_w^* に変換する。

[0024] [数1]

$$\begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} \quad \dots (1)$$

[0025] d q 軸／u v w 相変換器 2 は、三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* を PWM 変換器 3 に出力する。

[0026] PWM 変換器 3 は、三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* に基づいて、パルス幅変調 (PWM) を実行することにより、インバータ 4 からモータ 6 の各相に供給される交流電力を制御する。すなわち、PWM 変換器 3 は、バッテリー 10 からモータ 6 の各相に供給される電力を PWM 制御する。

[0027] 本実施形態では、PWM 変換器 3 は、三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* と、バッテリー電圧検出値 V_{dc} とに基づいて、モータ 6 の相ごとに設けられた一対のスイッチング素子の各々を駆動する PWM 信号をそれぞれ生成する。

[0028] そして、PWM 変換器 3 は、一対のスイッチング素子が同時に導通状態になるのを防止するために、一対のスイッチング素子の各々に供給される PWM 信号にデッドタイムをそれぞれ付加する。PWM 変換器 3 は、デッドタイムを付加した PWM 信号を、スイッチング素子の駆動信号としてインバータ 4 に出力する。

[0029] 例えば、PWM 変換器 3 は、U 相電圧指令値 v_u^* とバッテリー電圧検出値 V_{dc} とに基づいて、U 相に供給される電圧のパルス幅を定めるデューティ指令値を演算する。PWM 変換器 3 は、演算した U 相のデューティ指令値とキャリア信号とに基づいて、U 相に対応する一対のスイッチング素子への PWM 信号をそれぞれ生成する。PWM 変換器 3 は、各 PWM 信号のパルスにデッドタイムを付加した駆動信号 P_{uw} 及び P_{ul} を一対のスイッチング素子の制御端子にそれぞれ出力する。

[0030] PWM 変換器 3 は、U 相に対応する一対のスイッチング素子の制御端子に

、それぞれ駆動信号 P_{uu} 及び P_{ul} を出力すると共に、V 相に対応する一対のスイッチング素子の制御端子にも、それぞれ駆動信号 P_{vu} 及び P_{vl} を出力する。さらに PWM 変換器 3 は、モータ 6 の W 相に対応する一対のスイッチング素子の制御端子にも、それぞれ駆動信号 P_{wu} 及び P_{wl} を出力する。

[0031] インバータ 4 は、PWM 変換器 3 で生成される駆動信号 P_{uu} 、 P_{ul} 、 P_{vu} 、 P_{vl} 、 P_{wu} 及び P_{wl} に基づいて、各相の一対のスイッチング素子の接続状態（オン／オフ）を切り替えることにより、モータ 6 の各相に供給される交流電力を制御する。

[0032] インバータ 4 は、バッテリー 10 に並列接続された一対のスイッチング素子をモータ 6 の相ごとに備える。一対のスイッチング素子は、2 つの半導体素子が直列に接続されたスイッチング回路を構成する。以下では、バッテリー 10 の正極端子とモータ 6 の電源端子との間に接続されたスイッチング素子を「上段のスイッチング素子」と称し、モータ 6 の電源端子とバッテリー 10 の負極端子との間に接続されたスイッチング素子を「下段のスイッチング素子」と称する。

[0033] 上段のスイッチング素子は、導通状態（オン）のときにバッテリー 10 の正極端子に生じる電位（ $+V_{dc}/2$ ）をモータ 6 に供給し、非導通状態（オフ）のときに電位の供給を停止する。一方、下段のスイッチング素子は、導通状態のときにバッテリー 10 の負極端子に生じる電位（ $-V_{dc}/2$ ）をモータ 6 に供給し、非導通状態のときにモータ 6 への電位の供給を停止する。

[0034] スwitching 素子としては、例えば、電界効果トランジスタ等で構成されたパワー素子が用いられる。スイッチング素子は、その制御端子（例えばゲート端子）に供給されるパルスに応じて、オン又はオフに切り替えられる。

[0035] インバータ 4 は、PWM 変換器 3 から各スイッチング素子に供給される駆動信号 P_{uu} 、 P_{ul} 、 P_{vu} 、 P_{vl} 、 P_{wu} 及び P_{wl} に基づいて、バッテリー 10 の直流電圧 V_{dc} を、三相の PWM 電圧 v_u 、 v_v 及び v_w に変換する。インバータ 4 は、モータ 6 の U 相コイルに U 相 PWM 電圧 v_u を供給し、V 相コイルに V 相 PWM 電圧 v_v を供給し、W 相コイルに W 相 PWM 電圧 v_w を供給する。これにより、

モータ 6 の各相のコイルに交流電流 i_u 、 i_v 及び i_w がそれぞれ流れる。

[0036] このように、インバータ 4 は、バッテリー 10 からの直流電圧を三相の擬似正弦波電圧に変換してモータ 6 に供給する。すなわち、インバータ 4 は、電源からの直流電力を交流電力に変換して電動装置に供給する。

[0037] 電流検出器 5_u 及び 5_v は、それぞれ、モータ 6 に供給される U 相電流 i_u 及び V 相電流 i_v を検出する。電流検出器 5_u は、インバータ 4 とモータ 6 の U 相コイルとを接続した U 相電力線に対して接続され、電流検出器 5_v は、インバータ 4 とモータ 6 の V 相コイルとを接続した V 相電力線に対して接続される。電流検出器 5_u 及び 5_v は、U 相電流 i_u 及び V 相電流 i_v を検出した検出信号を、PWM 変換器 3 と uvw 相 / dq 軸変換器 9 とにそれぞれ出力する。

[0038] uvw 相 / dq 軸変換器 9 は、電流検出器 5_u 及び 5_v から出力される U 相電流 i_u 及び V 相電流 i_v の検出信号を取得し、各検出信号をアナログ信号からデジタル信号に A/D 変換する変換手段を備える。そして、 uvw 相 / dq 軸変換器 9 は、次式 (2) の関係を利用し、A/D 変換後の U 相電流 i_u 及び V 相電流 i_v に基づいて、W 相電流 i_w を算出する。

[0039] [数2]

$$i_w = -i_u - i_v \quad \dots (2)$$

[0040] uvw 相 / dq 軸変換器 9 は、次式 (3) に従って、回転子位置検出器 7 からの電気角検出値 θ に基づいて、モータ 6 に流れる三相電流 i_u 、 i_v 及び i_w を、 d 軸電流検出値 i_d 及び q 軸電流検出値 i_q に変換する。

[0041] [数3]

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad \dots (3)$$

[0042] uvw 相 / dq 軸変換器 9 は、 d 軸電流検出値 i_d 及び q 軸電流検出値 i_q をモータトルク制御部 1 に出力する。モータトルク制御部 1 は、 d 軸電流検出値 i_d 及び q 軸電流検出値 i_q を d 軸電圧指令値 v_d^* 及び q 軸電圧指令値 v_q^* にフ

ィードバックして、モータ 6 に供給される交流電力を制御する。

[0043] 図 2 は、 $d-q$ 軸/ uvw 相変換器 2、モータ回転速度演算器 8 及び uvw 相/ $d-q$ 軸変換器 9 で行われる A/D 変換のタイミングと、PWM 変換器 3 で生成されるキャリア信号との関係を示すタイムチャートである。

[0044] 図 2 (a) は、 A/D 変換のタイミングを示す図であり、図 2 (b) は、モータトルク制御部 1 及び PWM 変換器 3 で行われる制御演算のタイミングを示す図であり、図 2 (c) は、PWM 変換器 3 で生成されるキャリア信号 301 の波形を示す図である。なお、図 2 (a) から図 2 (c) までの各図の横軸は互いに共通の時間軸である。

[0045] 図 2 (c) に示すように、PWM 変換器 3 では、PWM 信号を生成するために、キャリア信号 301 として三角波が生成される。三角波の振幅 K_D 及び周期 t_c は、制御装置 100 の設計などにより適宜設定される。

[0046] 図 2 (a) 及び図 2 (b) に示すように、三角波が山及び谷となる時点 $t_1 \sim t_5$ で A/D 変換が行われる。すなわち、 A/D 変換は、三角波の周期 t_c の半分の期間（演算期間）ごとに行われる。 A/D 変換が終了すると、 A/D 変換後の検出値及び指令値に基づいてモータ 6 を制御する制御演算が実行される。

[0047] このように、三角波の山及び谷でモータ 6 の電流値がサンプリングされるため、PWM 変換器 3 により PWM 信号にデッドタイムが付加されると、 A/D 変換のタイミングに対して PWM 電圧のパルスの中間のタイミングが遅れてしまう。

[0048] A/D 変換のタイミングと、PWM 電圧のオン期間及びオフ期間の中間のタイミングとがずれてしまうと、 A/D 変換後の電流データは、正弦波が崩れた波形を示すことになる。つまり、 A/D 変換後の電流データには、ノイズとして高調波成分が含まれることになるので、モータ 6 に供給される交流電流を検出する精度が低下してしまう。

[0049] そこで、本実施形態において PWM 変換器 3 は、PWM 信号のパルス遅れを抑制するために、キャリア信号の増減に応じてデューティ指令値を補正す

る。

[0050] 図3は、本実施形態におけるPWM変換器3の構成の一例を示すブロック図である。図3では、U相に対応する一対のスイッチング素子の駆動信号 P_{uu} 及び P_{ul} を生成する構成が示されている。

[0051] PWM変換器3は、キャリア信号生成部30と、デューティ指令値演算部31と、デッドタイム補償処理部32と、パルスタイミング補正処理部33と、PWM変換処理部34と、デッドタイム付加処理部35とを備える。

[0052] キャリア信号生成部30は、モータ6に供給される電力をPWM制御するためのキャリア信号を生成する。本実施形態では、キャリア信号生成部30は、図2(c)に示したように、キャリア信号として三角波を生成する。例えば、キャリア信号生成部30は、カウンタにより構成され、時間の経過と共にカウント値を増減させることで三角波を生成する。キャリア信号生成部30は、生成した三角波を、パルスタイミング補正処理部33とPWM変換処理部34とに出力する。

[0053] デューティ指令値演算部31は、dq軸／uvw相変換器2からのU相電圧指令値 v_u^* と、バッテリー電圧検出器11からのバッテリー電圧検出値 V_{dc} とに基づいて、モータ6のU相に供給される電力をPWM制御するためのU相デューティ指令値 D_{u1}^* を演算する。

[0054] 本実施形態では、デューティ指令値演算部31は、次式(4)に従って、キャリア信号生成部30で生成される三角波の振幅 K_D を用いて、U相デューティ指令値 D_{u1}^* を演算する。三角波の振幅 K_D は、デューティ指令値演算部31に予め保持されている。

[0055] [数4]

$$D_{u1}^* = \frac{v_u^*}{V_{dc}/2} \times K_D \quad \dots (4)$$

[0056] 式(4)のように、デューティ指令値演算部31は、U相電圧指令値 v_u^* が大きくなるほど、U相デューティ指令値 D_{u1}^* を大きくし、バッテリー電圧検出値 V_{dc} が小さくなるほど、U相デューティ指令値 D_{u1}^* を大きくする。デューティ

指令値演算部 3 1 は、演算した U 相デューティ指令値 D_{u1}^* をデッドタイム補償処理部 3 2 に出力する。

[0057] デッドタイム補償処理部 3 2 は、PWM 信号へのデッドタイム t_{dt} の付加に伴う U 相 PWM 電圧 v_u のパルス幅のズレを補償するデッドタイム補償処理を U 相デューティ指令値 D_{u1}^* に施す。デッドタイム t_{dt} は、一対のスイッチング素子が同時にオンになるのを防止するために一対の PWM 信号に設けられる一定の遅延時間である。デッドタイム t_{dt} には、PWM 信号を生成してから実際にモータ 6 に供給されるまでの遅れ時間を加えるようにしてもよい。

[0058] デッドタイム補償処理部 3 2 は、U 相電流 i_u の極性に応じて、U 相 PWM 電圧 v_u のパルス幅のズレが相殺されるように U 相デューティ指令値 D_{u1}^* を補正する。

[0059] デッドタイム補償処理部 3 2 は、U 相電流 i_u がプラスの値である場合、すなわち U 相電流 i_u がインバータ 4 からモータ 6 へ流れている場合には、U 相 PWM 電圧 v_u のオフ期間が短くなるように U 相デューティ指令値 D_{u1}^* を補正する。ここにいうオフ期間とは、バッテリー 10 の負極端子の電位がモータ 6 の U 相に印加される期間のことである。

[0060] 一方、U 相電流 i_u がマイナスの値である場合、すなわち U 相電流 i_u がモータ 6 からインバータ 4 へ流れている場合には、デッドタイム補償処理部 3 2 は、U 相 PWM 電圧 v_u のオフ期間が長くなるように U 相デューティ指令値 D_{u1}^* を補正する。

[0061] 本実施形態では、デッドタイム補償処理部 3 2 は、次式 (5) に従って、U 相電流 i_u に基づいて U 相デューティ指令値 D_{u1}^* を補正することにより、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* を算出する。

[0062] [数5]

$$D_{u2}^* = D_{u1}^* + \text{sgn}(i_u) \times 2K_D \frac{t_{dt}}{t_c} \quad \dots (5)$$

[0063] 式 (5) に従って、デッドタイム補償処理部 3 2 は、図 2 (c) に示した三角波の振幅 K_D 及び周期 t_c とデッドタイム t_{dt} とを用いて、U 相デューティ

指令値 D_{u1}^* を補正する補正量 $(2 K_D t_{dt} / t_c)$ を算出する。この補正量 $(2 K_D t_{dt} / t_c)$ は、デッドタイム t_{dt} の半分の期間を時間単位から三角波のカウント値単位へ変換した値である。

[0064] そして、デッドタイム補償処理部 32 は、U 相電流 i_u がゼロ (0) よりも大きい場合には、U 相デューティ指令値 D_{u1}^* に対し上述の補正量を加算して、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* を出力する。一方、U 相電流 i_u がゼロよりも小さい場合には、デッドタイム補償処理部 32 は、U 相デューティ指令値 D_{u1}^* に上述の補正量を減算して、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* を出力する。

[0065] パルスタイミング補正処理部 33 は、PWM 信号へのデッドタイムの付加に伴う U 相 PWM 電圧 v_u のパルスタイミングのズレを補正するパルスタイミング補正処理を補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* に施す。

[0066] 本実施形態では、パルスタイミング補正処理部 33 は、キャリア信号の増減に応じて、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* を補正することにより、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* を算出する。パルスタイミング補正処理部 33 は、次式 (6) に従って、三角波の変化量 ΔC の極性に応じて、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* を補正する補正量の符号を切り替える。

[0067] [数6]

$$D_{u3}^* = D_{u2}^* + \text{sgn}(\Delta C) \times 2 K_D \frac{t_{dt}}{t_c} \quad \dots (6)$$

[0068] 式 (6) の右辺第 2 項の符号関数 $\text{sgn}(\Delta C)$ にかかる係数 $(2 K_D t_{dt} / t_c)$ が補正量であり、この補正量 $(2 K_D t_{dt} / t_c)$ は、デッドタイム t_{dt} の半分の期間を時間単位から三角波のカウント値単位へ変換した値である。

[0069] また、三角波の変化量 ΔC は、1 回の制御演算中に互いに異なるタイミングで取得した 2 つの三角波のカウント値の差分である。本実施形態では、三角波の変化量 ΔC は、次式 (7) に従って、2 回目の三角波の取得値 C_2 から 1 回目の三角波の取得値 C_1 を減算して算出される。

[0070]

[数7]

$$\Delta C = C_2 - C_1 \quad \dots (7)$$

[0071] パルスタイミング補正処理部33は、式(7)に従って算出された三角波の変化量 ΔC がゼロよりも大きい場合には、三角波が増加期間であると判定し、三角波の変化量 ΔC がゼロよりも小さい場合には、三角波が減少期間であると判定する。

[0072] すなわち、パルスタイミング補正処理部33は、キャリア信号生成部30で生成される三角波が増加しているのか減少しているのかを判定する。なお、本実施形態では、パルスタイミング補正処理部33は、2つの三角波のカウント値を取得したが、三角波のカウント値を互いに異なるタイミングで3回以上取得し、その複数のカウント値に基づいて、三角波の増減を判定するものであってもよい。

[0073] そして、パルスタイミング補正処理部33は、三角波が増加期間である場合には、補正値の符号をプラス(+)からマイナス(-)に切り替えずに、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* に補正量 $(2K_D t_{dt}/t_c)$ を加算する。

[0074] 一方、パルスタイミング補正処理部33は、三角波が減少期間である場合には、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* から補正量 $(2K_D t_{dt}/t_c)$ を減算する。すなわち、パルスタイミング補正処理部33は、三角波が減少期間である場合には、補正量の符号をプラスからマイナスに切り替える。

[0075] このように、パルスタイミング補正処理部33は、三角波の増加期間と減少期間とで、デューティ指令値 D_{u2}^* を補正する補正量の符号を変更して、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* を算出する。パルスタイミング補正処理部33は、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* をPWM変換処理部34に出力する。

[0076] PWM変換処理部34は、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* と、キャリア信号生成部30からの三角波とに基づいて、U相に対応する一対のスイッチング素子を駆動するPWM信号 P_{uu0} 及び P_{ul0} を生成する。

[0077] 本実施形態では、PWM変換処理部34は、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^*

を取得すると、三角波が増加期間から減少期間へ又は減少期間から増加期間へ切り替わった後に、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* をキャリア信号生成部30からの三角波と比較する。

[0078] PWM変換処理部34は、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* が三角波のカウント値よりも小さいときには、上段のスイッチング素子をオンにするため、PWM信号 P_{uu0} をH（High）レベルに設定する。一方、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* が三角波のカウント値よりも大きいときには、PWM変換処理部34は、上段のスイッチング素子をオフにするために、PWM信号 P_{uu0} をHレベルからL（Low）レベルに切り替える。

[0079] これと共に、PWM変換処理部34は、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* が三角波のカウント値よりも小さいときには、下段のスイッチング素子をオフにするため、PWM信号 P_{ul0} をLレベルに設定する。一方、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* が三角波のカウント値よりも大きいときには、PWM変換処理部34は、下段のスイッチング素子をオンにするため、PWM信号 P_{ul0} をLレベルからHレベルに切り替える。

[0080] PWM変換処理部34は、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* に応じて生成されたPWM信号 P_{uu0} 及び P_{ul0} をデッドタイム付加処理部36に出力する。

[0081] デッドタイム付加処理部35は、一对のスイッチング素子が同時に非導通状態（オフ）となるデッドタイム t_{dt} をPWM信号に設ける。デッドタイム付加処理部35は、PWM変換処理部34からのPWM信号 P_{uu0} 及び P_{ul0} の各パルスにデッドタイム t_{dt} を付加することにより、U相に対応する一对のスイッチング素子への駆動信号 P_{uu} 及び P_{ul} を生成する。

[0082] 本実施形態では、デッドタイム付加処理部36は、PWM変換処理部34からPWM信号 P_{uu0} を受け付けると、PWM信号 P_{uu0} の立ち上りタイミングをデッドタイム t_{dt} だけ遅らせることにより、上段のスイッチング素子への駆動信号 P_{uu} を生成する。

[0083] また、デッドタイム付加処理部36は、PWM変換処理部34からPWM信号 P_{ul0} を受け付けると、PWM信号 P_{ul0} の立ち上りタイミングをデッドタイ

ム t_{dt} だけ遅らせることにより、下段のスイッチング素子への駆動信号 P_{ul} を生成する。

[0084] デッドタイム付加処理部 36 は、U 相に対応する一対のスイッチング素子の制御端子に駆動信号 P_{uu} 及び P_{ul} を出力する。

[0085] なお、図 3 では、U 相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づいて駆動信号 P_{uu} 及び P_{ul} を生成する構成を示したが、V 相の駆動信号 P_{vu} 及び P_{vl} を生成する構成と W 相の駆動信号 P_{wu} 及び P_{wl} を生成する構成も、図 2 に示した構成と同様である。そのため、PWM 変換器 3 における V 相及び W 相の構成についての説明を省略する。

[0086] 図 4 は、U 相電流 i_u がマイナスの値である場合において、U 相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づいて生成される U 相 PWM 電圧 v_u の生成例を示すタイムチャートである。

[0087] 図 4 (a) は、d q 軸 / u v w 相変換器 2、モータ回転速度演算器 8 及び u v w 相 / d q 軸変換器 9 で行われる A / D 変換のタイミングを示す図である。図 4 (b) は、モータトルク制御部 1 及び PWM 変換器 3 で行われる制御演算のタイミングを示す図である。図 4 (c) は、U 相デューティ指令値 D_{u1}^* 、 D_{u2}^* 及び D_{u3}^* とキャリア信号 301 との関係を示す図である。

[0088] 図 4 (d) 及び図 4 (e) は、PWM 変換処理部 34 で生成される PWM 信号 P_{uu0} 及び P_{ul0} のパルス波形を示す図である。図 4 (f) 及び図 4 (g) は、デッドタイム付加処理部 35 で生成される駆動信号 P_{uu} 及び P_{ul} のパルス波形を示す図である。

[0089] 図 4 (h) は、インバータ 4 によって駆動信号 P_{uu} 及び P_{ul} に基づいて生成される U 相 PWM 電圧 v_u のパルス波形を示す図である。なお、図 4 (a) から図 4 (h) までの各図の横軸は互いに共通の時間軸である。

[0090] 図 4 (b) に示すように、時刻 t_{10} よりも前の制御演算中において U 相デューティ指令値 D_{u1}^* が算出される。ここでは、U 相電流 i_u はマイナスの値であるため、デューティ指令値 D_{u2}^* は、式 (5) に従って、U 相デューティ指令値 D_{u1}^* から補正量 ($2 K_D t_{dt} / t_c$) を減算して算出される。これにより、

U相PWM電圧 v_u のオフ期間が長くなるので、デッドタイムの付加に起因するパルス幅のズレが補償される。

[0091] このとき、図4（b）及び図4（c）に示すように、パルスタイミング補正処理部33は、三角波のカウント値を2回取得し、式（7）に従って2回目のカウント値 C_2 から1回目のカウント値 C_1 を減算した変化量 ΔC を算出する。そして、パルスタイミング補正処理部33は、三角波の変化量 ΔC が、ゼロよりも小さいのか大きいのかを判定する。

[0092] そして、時刻 t_{10} よりも前の三角波の変化量 ΔC はゼロよりも小さいため、パルスタイミング補正処理部33は、時刻 t_{10} から時刻 t_{13} までの次の演算期間は三角波の増加期間であると判定し、補正量の符号をマイナスに切り替える。そして、パルスタイミング補正処理部33は、式（6）に従って、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* から補正量を減算することにより、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* を算出する。

[0093] 時刻 t_{10} では、図4（c）に示すように、三角波が谷となるタイミングになり、三角波が減少期間から増加期間に切り替えられる。そして、減少期間中に演算された補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* が三角波と比較される。

[0094] 時刻 t_{11} において、図4（d）及び図4（e）に示すように、PWM信号 P_{uu0} 及び P_{ul0} の信号レベルが切り替えられる。このように補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* を補正することにより、PWM信号 P_{uu0} 及び P_{ul0} の切替えタイミングを、U相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミングからデッドタイム t_{dt} の時間だけ進めることができる。

[0095] その後、デッドタイム付加処理部36により、PWM信号 P_{ul0} の立ち上りタイミングが、時刻 t_{11} からデッドタイム t_{dt} だけ遅らされるので、図4（g）に示すように、駆動信号 P_{ul} のパルスは、時刻 t_{12} で立ち上がる。

[0096] 時刻 t_{12} において、上段のスイッチング素子がオンした状態で、下段のスイッチング素子がオフ状態に切り替えられるため、図4（h）に示すように、モータ6に供給されるU相PWM電圧 v_u のパルスが立ち下がる。

[0097] このように、キャリア信号の増加期間中にデューティ指令値 D_{u2}^* から補正量

を減算したデューティ指令値 D_{u3}^* を用いることで、U相PWM電圧 v_u のパルスの立ち下りタイミングをデューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミングと一致させることができる。

[0098] このとき、図4（b）及び図4（c）に示すように、パルスタイミング補正処理部33は、三角波のカウント値を2回取得し、三角波の変化量 ΔC を算出する。そして、パルスタイミング補正処理部33は、三角波の変化量 ΔC がゼロよりも大きいため、次の演算期間は三角波の減少期間であると判定し、補正量の符号をプラスに切り替える。

[0099] そして、パルスタイミング補正処理部33は、式（6）に従って、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* から補正量を加算することにより、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* を算出する。これにより、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* は、U相デューティ指令値 D_{u1}^* と一致することになる。

[0100] 時刻 t_{13} では、図4（c）に示すように三角波が山となるタイミングとなり、三角波が増加期間から減少期間に切り替えられ、増加期間中に演算された補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* が三角波と比較される。

[0101] 時刻 t_{14} において、図4（d）及び図4（e）に示すように、PWM信号 P_{uu0} 及び P_{ui0} の信号レベルが切り替えられる。そして、図4（f）に示すように、デッドタイム付加処理部36により駆動信号 P_{uu} の立ち上りタイミングが時刻 t_{14} からデッドタイム t_{dt} だけ遅らされる。

[0102] このとき、上段のスイッチング素子がオフしている状態で下段のスイッチング素子がオン状態に切り替えられるため、図4（h）に示すように、モータ6に供給されるU相PWM電圧 v_u のパルスが立ち上がる。

[0103] このように、キャリア信号の減少期間中にデューティ指令値 D_{u2}^* に補正量を加算したデューティ指令値 D_{u3}^* を用いることで、U相PWM電圧 v_u のパルスの立ち上りタイミングをデューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミングと一致させることができる。

[0104] 以上のように、U相電流 i_u がマイナスの値であるときには、A/D変換のタイミングと三相PWM電圧のパルスの中間のタイミングとが一致するよう

に補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* が補正される。同様に、U相電流 i_u がプラスの値であるときにも、A/D変換のタイミングと三相PWM電圧のパルスの中間のタイミングとが一致するように補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* が補正される。

[0105] 一般的に、PWM信号にデッドタイムを付加すると、モータ6に印加される実際のPWM電圧のパルス幅が電流の流れる方向に依存して変化すると共に、PWM電圧の位相が三角波に対してデッドタイムの半分の時間だけ遅れてしまう。

[0106] これに対し、図3に示したデッドタイム補償処理部32によって、パルス幅のズレが相殺されるようにU相デューティ指令値 D_{u1}^* が補正され、さらにパルスタイミング補正処理部33によって、PWM電圧の位相のズレが相殺されるように、U相デューティ指令値 D_{u1}^* が補正される。このため、三相PWM電圧のパルス幅のズレだけでなく、三相PWM電圧の位相ズレを抑制することができる。

[0107] 特に、キャリア信号の増減に応じてデューティ指令値 D_{u2}^* を補正することにより、各PWM電圧のパルス幅を変えずに維持した状態で位相ズレが抑制されるので、A/D変換のタイミングと三相PWM電圧のパルスの中間のタイミングとを揃えることができる。

[0108] これにより、モータ6の電流をA/D変換した電流データへ、波形崩れに伴う高調波成分が混入するのを抑制でき、電流データを用いてフィードバック制御するモータトルク制御部1によるトルク制御の精度低下を抑制することができる。

[0109] なお、図4に示したように、U相電流 i_u がマイナスの値であるときには、U相PWM電圧 v_u のオフ期間がU相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づくオフ期間と一致するように補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* が補正される。一方、U相電流 i_u がプラスの値であるときには、U相PWM電圧 v_u のオフ期間がU相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づくオフ期間よりも短くなるように補正される。

[0110] 図5は、本実施形態における制御装置100の制御方法の処理手順の一例

を示すフローチャートである。この制御方法は、キャリア信号生成部30で生成される三角波が山及び谷となるタイミングで繰り返し実行される。

- [0111] ステップS901において、 uvw 相/ dq 軸変換器9は、電流検出器5_u及び5_vからの検出信号をA/D変換してU相電流 i_u 及びV相電流 i_v を示す電流データを取得する。これと共に、モータ回転速度演算器8は、回転子位置検出器7からの検出信号をA/D変換して電気角検出値 θ を取得する。
- [0112] ステップS902において uvw 相/ dq 軸変換器9は、式(3)のように、電気角検出値 θ に基づいて、電流データのU相電流 i_u 及びV相電流 i_v 、並びに、式(2)により得られるW相電流 i_w を、 d 軸電流検出値 i_d 及び q 軸電流検出値 i_q に変換する。そして、 uvw 相/ dq 軸変換器9は、変換した d 軸電流検出値 i_d 及び q 軸電流検出値 i_q をモータトルク制御部1にフィードバックする。
- [0113] ステップS903においてモータ回転速度演算器8は、電気角検出値 θ に基づいてモータ回転速度 N を演算する。そして、モータ回転速度演算器8は、モータ回転速度 N をモータトルク制御部1に出力する。
- [0114] ステップS904においてモータトルク制御部1は、トルク指令値 T^* と、バッテリー電圧検出値 V_{dc} と、モータ回転速度 N と、 d 軸電流検出値 i_d 及び q 軸電流検出値 i_q とに基づいて、 d 軸電圧指令値 v_d^* 及び q 軸電圧指令値 v_q^* を算出する。
- [0115] ステップS905において dq 軸/ uvw 相変換器2は、式(1)のように、電気角検出値 θ に基づいて、 d 軸電圧指令値 v_d^* 及び q 軸電圧指令値 v_q^* を三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* に変換する。そして、 dq 軸/ uvw 相変換器2は、変換された三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* をPWM変換器3に出力する。
- [0116] ステップS906においてデューティ指令値演算部31は、式(4)のように、三相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 及び v_w^* と、バッテリー電圧検出値 V_{dc} とに基づいて、三相のデューティ指令値 D_{u1} 、 D_{v1} 及び D_{w1} を演算する。
- [0117] ステップS907においてデッドタイム補償処理部32は、各相ごとに、

デューティ指令値 D_{u1}^* 、 D_{v1}^* 及び D_{w1}^* にデッドタイム補償処理を施す。具体的には、デッドタイム補償処理部 32 は、式 (5) のように、モータ 6 の三相電流 i_u 、 i_v 及び i_w と三相デューティ指令値 D_{u1}^* 、 D_{v1}^* 及び D_{w1}^* とに基づいて、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* 、 D_{v2}^* 及び D_{w2}^* を算出する。これにより、モータ 6 の各相に供給される PWM 電圧 v_u 、 v_v 及び v_w のパルス幅のズレを抑制することができる。

[0118] ステップ S908 から S910 までの各処理において、パルスタイミング補正処理部 33 は、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* 、 D_{v2}^* 及び D_{w2}^* にパルスタイミング補正処理を施すことで、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* 、 D_{v3}^* 及び D_{w3}^* を算出する。

[0119] ステップ S908 においてパルスタイミング補正処理部 33 は、三角波のカウント値を取得した演算期間が三角波の増加期間であるか、減少期間であるかを判断する。

[0120] ステップ S909 においてパルスタイミング補正処理部 33 は、式 (6) のように、三角波が増加期間である場合には、次回の演算期間は減少期間であるため、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* 、 D_{v2}^* 及び D_{w2}^* に補正量 ($2K_D t_{dt}/t_c$) を加算する。これにより、三角波が減少中の PWM 信号 P_{uu0} 及び P_{ul0} の切替えタイミングを、デッドタイム t_{dt} の半分の時間だけ遅らせることができる。

[0121] ステップ S910 においてパルスタイミング補正処理部 33 は、三角波が減少期間である場合には、次回の演算期間は増加期間であるため、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* 、 D_{v2}^* 及び D_{w2}^* から補正量 ($2K_D t_{dt}/t_c$) を減算する。これにより、三角波が増加中の PWM 信号 P_{uu0} 及び P_{ul0} の切替えタイミングを、デッドタイム t_{dt} の半分の時間だけ進めることができる。

[0122] このように、パルスタイミング補正処理部 33 は、キャリア信号の増減に応じて、補正量の符号を切り替えることにより、図 4 (h) に示したように、三相 PWM 電圧 v_u 、 v_v 、 v_w のパルスの位相ズレを抑制することができる。

[0123] ステップ S911 において、PWM 変換処理部 34 は、補正後のデューテ

ィ指令値 D_{u3}^* 、 D_{v3}^* 及び D_{w3}^* に基づいて、各相の一对のスイッチング素子へのPWM信号 P_{uu0} 、 P_{ul0} 、 P_{vu0} 、 P_{vl0} 、 P_{wu0} 及び P_{wl0} を生成する。そして、デッドタイム付加処理部35は、図4(d)～(g)に示したように、各相のPWM信号 P_{uu0} 、 P_{ul0} 、 P_{vu0} 、 P_{vl0} 、 P_{wu0} 及び P_{wl0} にデッドタイムを付加して駆動信号 P_{uu} 、 P_{ul} 、 P_{vu} 、 P_{vl} 、 P_{wu} 及び P_{wl} を生成する。

[0124] デッドタイム付加処理部35は、駆動信号 P_{uu} 及び P_{ul} をU相に対応する一对のスイッチング素子の各制御端子に、駆動信号 P_{vu} 及び P_{vl} をV相に対応する一对のスイッチング素子の各制御端子に、駆動信号 P_{wu} 及び P_{wl} をW相に対応する一对のスイッチング素子の各制御端子に出力する。

[0125] ステップS912において、インバータ4は、各駆動信号 P_{uu} 、 P_{ul} 、 P_{vu} 、 P_{vl} 、 P_{wu} 及び P_{wl} に基づいて各相の一对のスイッチング素子を駆動して、モータ6の各相にPWM電圧 v_u 、 v_v 、及び v_w をそれぞれ供給する。そして、制御装置100の制御方法の一連の処理手順が終了する。

[0126] 本発明の第1実施形態によれば、電源10からの電力を交流電力に変換して電動装置に供給する一对のスイッチング素子を備える制御装置100は、モータ6に供給される電流又は電圧の信号を取得し、その信号をアナログ信号からデジタル信号にA/D変換する。

[0127] また制御装置100は、A/D変換された信号に基づいて、電動装置をPWM制御するためのデューティ指令値を演算するデューティ指令値演算部31と、デューティ指令値とキャリア信号とに基づいて、PWM信号を生成するPWM変換処理部34とを備える。さらに制御装置100は、PWM信号に基づいて、スイッチング素子の接続状態を切り替えることにより、電動装置の駆動を制御するインバータ4を備える。

[0128] そして、制御装置100は、キャリア信号が増加しているのか、又は、減少しているのかを判定し、判定されたキャリア信号の増減に基づいて、デューティ指令値を補正するパルスタイミング補正処理部33を備える。

[0129] これにより、デューティ指令値の演算処理により、A/D変換を開始するタイミングに対して一对のスイッチング素子の切替えタイミングのズレを調

整することが可能となる。このため、一对のスイッチング素子によるPWM電圧のオン期間の中間となるタイミングを、A/D変換のタイミングに合わせることができる。したがって、A/D変換のタイミングを一律に所定の時間だけずらす従来の構成に比べて、デューティ比の大小に関わらず、電動装置に供給される交流電流を検出する精度の低下を抑制することができる。

[0130] 本実施形態では、電動装置としてモータが用いられ、インバータ4には一对のスイッチング素子がモータ6の相ごとに複数設けられる。そして、パルスタイミング補正処理部33は、キャリア信号の増減に基づいてデューティ指令値を補正することにより、A/D変換によってサンプリングされる電流データの波形崩れを抑制することができる。

[0131] したがって、A/D変換により取得される電流データには、波形崩れに伴う高調波成分の混入が抑制されるので、モータ6に供給される交流電力の検出精度の低下を抑制することができる。また、制御装置100は、モータ6に関する電流データをフィードバックしてデューティ指令値を演算する構成であるため、電流データに含まれるノイズを抑制することにより、モータトルクを制御する精度の低下を抑制することができる。

[0132] また、本実施形態によれば、制御装置100は、一对のスイッチング素子が同時に非導通状態となるデッドタイムをPWM信号に設けるデッドタイム付加処理部35をさらに備える。そしてパルスタイミング補正処理部33は、デッドタイム t_{dt} とキャリア信号の周期 t_c とに基づいて、デューティ指令値 D_{u1}^* 又は D_{u2}^* を補正する。これにより、PWM信号へのデッドタイムの付加に伴うPWM電圧の位相遅れを抑制することができる。

[0133] また、本実施形態によれば、パルスタイミング補正処理部33は、キャリア信号の増加期間と減少期間との間で、デューティ指令値を補正する補正量を切り替える。

[0134] 具体的には、図5に示したように、補正量を変えずに補正量の符号を切り替えてデューティ指令値を補正することにより、補正量の絶対値は固定値となるため、補正量の演算を削減できる。したがって、パルスタイミングの補

正処理による制御演算の増加を抑制することができる。また、図4に示したように、デューティ指令値 D_{u1}^* に対する補正量を、キャリア信号の増加期間と減少期間とで変更することにより、デッドタイムの付加に伴うPWM電圧のパルス幅及び位相の両者のズレを抑制することができる。

[0135] また、本実施形態によれば、制御装置100は、モータ6に供給されるPWM電圧のパルス幅のズレを補償する補償処理をU相デューティ指令値 D_{u1}^* に施すデッドタイム補償処理部32をさらに備える。そしてパルスタイミング補正処理部33は、式(6)のように、キャリア信号の増減に基づいて、補償処理が施されたデューティ指令値 D_{u2}^* を補正する。

[0136] このように、パルス幅の補償処理後にパルスタイミングの補正処理を実行することにより、補正処理による制御演算の増加を抑制しつつ、PWM電圧のパルス幅及び位相の両者のズレを同時に抑制することができる。また、デッドタイム補償処理部32が既に設けられている制御装置に対しては簡易な構成で実装することが可能となる。

[0137] また、本実施形態によれば、パルスタイミング補正処理部33は、図2に示した演算期間に、式(6)のように、キャリア信号の値を複数回取得して、キャリア信号の増減を判定し、その判定結果に基づいてデューティ指令値の補正量を増減させる。そして、PWM変換処理部34は、図4に示したように、キャリア信号の値を取得した演算期間の次の演算期間に、補正後のデューティ指令値とキャリア信号とを比較することにより、PWM信号を生成する。

[0138] このように、キャリア信号の増減に応じて補償処理後のデューティ指令値の補正量を増減させることにより、モータ6に供給されるPWM電圧の立ち上りタイミング及び立ち下りタイミングの双方の遅れを同時に補償することができる。また、補正後のデューティ指令値を設定する演算期間よりも前の演算期間でキャリア信号の増減を判定することにより、A/D変換を開始するタイミングで確実に補正後のデューティ指令値を設定することができる。

[0139] なお、本実施形態では、式(5)に従ってデッドタイム補償処理が施され

たデューティ指令値を補正したが、式（５）とは異なる手法でデューティ指令値にデッドタイム補償処理を施すものがある。そこで、次の実施形態では、式（５）とは異なる手法でデッドタイム補償処理を実行する制御装置においてデッドタイム補償処理後のデューティ指令値を補正する補正手法について説明する。

[0140] （第２実施形態）

本発明の第２実施形態における制御装置の構成について説明する。

[0141] 本実施形態における制御装置の基本構成は、図１に示した制御装置１００の構成と同じである。そのため、本実施形態における制御装置の各構成については、図１及び図３に示した構成と同一の符号を付して説明する。

[0142] 本実施形態では、図３に示したPWM変換器３のデッドタイム補償処理部３２及びパルスタイミング補正処理部３３によって実行される処理が第１実施形態のものとは異なる。そのため、ここでは、デッドタイム補償処理部３２及びパルスタイミング補正処理部３３の構成についてのみ詳細に説明し、その他の構成については第１実施形態の構成と同一であるため、詳細な説明を省略する。

[0143] また、PWM変換器３の各相の構成は、基本的に同じ構成であるため、ここではＵ相の構成についてのみ説明する。

[0144] デッドタイム補償処理部３２は、第１実施形態と同様に、Ｕ相電流 i_u に基づいて、Ｕ相デューティ指令値 D_{u1}^* を補正することにより、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* を算出する。

[0145] 本実施形態では、デッドタイム補償処理部３２は、次式（８）のように、Ｕ相電流 i_u がマイナスの値である場合に限り、Ｕ相のPWM電圧 v_u のオフ期間が長くなるようにＵ相デューティ指令値 D_{u1}^* を補正する。

[0146] [数８]

$$D_{u2}^* = \begin{cases} D_{u1}^* - 2K_D \frac{2t_d}{t_c} & (i_u < 0) \\ D_{u1}^* & (i_u \geq 0) \end{cases} \quad \dots (8)$$

[0147] 式（８）に従って、デッドタイム補償処理部３２は、Ｕ相電流 i_u がゼロ以上である場合には、補正せずにＵ相デューティ指令値 D_{u1}^* を、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* として出力する。一方、Ｕ相電流 i_u がゼロよりも小さい場合には、デッドタイム補償処理部３２は、Ｕ相デューティ指令値 D_{u1}^* に補正量 $(2K_D \cdot 2t_{dt} / t_c)$ を減算して、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* を出力する。これにより、PWM変換処理部３４からのPWM信号にデッドタイム t_{dt} を付加することで生じるＵ相のPWM電圧 v_u のパルス幅のズレを補償することができる。

[0148] パルスタイミング補正処理部３３は、第１実施形態と同様に、キャリア信号の増減に応じて、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* にパルスタイミング補正処理を施すことにより、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* を算出する。

[0149] 本実施形態では、パルスタイミング補正処理部３３は、次式（９）のように、三角波の変化量 ΔC の極性に応じて、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* を補正する補正量を互いに異なる値に切り替える。三角波の変化量 ΔC は、上記の式（７）に従って算出される。

[0150] [数9]

$$D_{u3}^* = \begin{cases} D_{u2}^* & (\Delta C < 0) \\ D_{u2}^* + 2K_D \frac{2t_{dt}}{t_c} & (\Delta C \geq 0) \end{cases} \quad \dots (9)$$

[0151] 式（９）の右辺第２項 $(2K_D \cdot 2t_{dt} / t_c)$ が補正量であり、この補正量 $(2K_D \cdot 2t_{dt} / t_c)$ は、デッドタイム t_{dt} の期間を時間単位から三角波のカウント値単位へ変換した値である。

[0152] 式（９）に従って、パルスタイミング補正処理部３３は、三角波の変化量 ΔC がゼロよりも小さい場合には、三角波が減少期間であると判定し、三角波の変化量 ΔC がゼロ以上である場合には、三角波が増加期間であると判定する。すなわち、パルスタイミング補正処理部３３は、キャリア信号生成部３０から出力される三角波が増加しているのか減少しているのかを判定する。

- [0153] そして、パルスタイミング補正処理部33は、三角波が減少期間である場合には、次回の演算期間は三角波の増加期間となるため、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* を、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* として出力する。
- [0154] 一方、パルスタイミング補正処理部33は、三角波が増加期間である場合には、次回の演算期間は三角波の減少期間となるため、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* から補正量 $(2K_D \cdot 2t_{dt}/t_c)$ を加算する。すなわち、パルスタイミング補正処理部33は、三角波が増加期間である場合には、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* から減算される補正量を、ゼロから所定の値 $(2K_D \cdot 2t_{dt}/t_c)$ に切り替える。
- [0155] このように、パルスタイミング補正処理部33は、三角波の増加期間と減少期間とで、デューティ指令値 D_{u2}^* を補正する補正量の値を変更することにより、第1実施形態と同様に補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* を算出する。
- [0156] 図6は、本実施形態のPWM変換器3により、U相電流 i_u がマイナスの値である場合においてU相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づいて生成されるU相PWM電圧 v_u の生成例を示すタイムチャートである。
- [0157] 図6(a)から図6(h)までの各図の縦軸は、図4(a)から図4(h)までの各図の縦軸と同じである。また、図6(a)から図6(h)までの各図の横軸は互いに共通の時間軸である。
- [0158] 時刻 t_{20} よりも前の制御演算中において、図6(c)に示すように、U相デューティ指令値 D_{u1}^* が算出される。ここでは、U相電流 i_u がマイナスの値であるため、デューティ指令値 D_{u2}^* は、式(8)に従って、U相デューティ指令値 D_{u1}^* から補正量 $(2K_D \cdot 2t_{dt}/t_c)$ を減算して算出される。
- [0159] このとき、図6(b)及び図6(c)に示すように、パルスタイミング補正処理部33は、三角波のカウント値を2回取得し、式(7)に従って2回目のカウント値 C_2 から1回目のカウント値 C_1 を減算した変化量 ΔC を算出する。
- [0160] 時刻 t_{20} よりも前の三角波の変化量 ΔC はゼロよりも小さいため、パルスタイミング補正処理部33は、時刻 t_{20} から時刻 t_{23} までの次の演算

期間が三角波の増加期間であると判定し、式（９）のように補正量をゼロに切り替える。このため、パルスタイミング補正処理部３３は、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* を補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* として設定する。

[0161] これにより、図６（ｄ）及び図６（ｅ）に示すように、PWM信号 P_{uu0} 及び P_{ul0} の切替えタイミングが、U相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミング t_{22} から、デッドタイム t_{dt} の時間だけ進められる。このため、時刻 t_{21} においてPWM信号 P_{uu0} 及び P_{ul0} が切り替えられる。

[0162] そして、図６（ｇ）に示すように、デッドタイム補償処理部３２によりPWM信号 P_{ul0} の立ち上りタイミングが時刻 t_{21} からデッドタイム t_{dt} だけ遅らされる。これにより、駆動信号 P_{ul} のパルスがU相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミング t_{22} で立ち上がることになる。

[0163] これにより、U相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミング t_{22} において、図６（ｈ）に示すように、U相PWM電圧 v_u のパルスが立ち下がり、U相PWM電圧 v_u はオフ期間となる。

[0164] このとき、図６（ｂ）及び図６（ｃ）に示すように、パルスタイミング補正処理部３３は、三角波のカウント値を２回取得して三角波の変化量 ΔC を算出する。算出した三角波の変化量 ΔC はゼロよりも大きいため、パルスタイミング補正処理部３３は、次の演算期間は三角波の減少期間であると判定し、補正量をゼロよりも大きな値（ $2K_D \cdot 2t_{dt}/t_c$ ）に切り替える。

[0165] そして、パルスタイミング補正処理部３３は、式（９）に従って、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* から補正量を減算することにより、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* を算出する。これにより、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* は、図４に示したデューティ指令値 D_{u3}^* と同じ値になる。

[0166] これにより、時刻 t_{24} において、図６（ｄ）及び図６（ｅ）に示すように、PWM信号 P_{uu0} 及び P_{ul0} の信号レベルが切り替えられるので、図６（ｇ）に示すように、下段のスイッチング素子の駆動信号 P_{ul} が立ち下がる。したがって、U相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミング t_{24} において、図６（ｈ）に示すように、U相PWM電圧 v_u のパルスが立ち上がる。

[0167] このように、キャリア信号の増加期間と減少期間とで、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* を補正する補正量を切り替えることで、PWM電圧 v_u のパルスの切替えタイミングを、U相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミングに揃えることができる。

[0168] 図7は、本実施形態の制御方法の処理手順の一例を示すフローチャートである。この制御方法は、図2に示した演算期間ごとに繰り返し実行される。

[0169] 本実施形態の制御方法には、図5に示したステップS907、S909及びS910の各処理に代えて、ステップS917及びS919の各処理が追加されている。そのため、ここではステップS917及びS919の各処理についてのみ詳細に説明する。

[0170] ステップS917においてデッドタイム補償処理部32は、ステップS906で演算されたデューティ指令値 D_{u1} 、 D_{v1} 及び D_{w1} にデッドタイム補償処理を施す。本実施形態では、デッドタイム補償処理部32は、式(8)のように、各相のモータ6の電流 i_u 、 i_v 及び i_w とデューティ指令値 D_{u1} 、 D_{v1} 及び D_{w1} とに基づいて、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2} 、 D_{v2} 及び D_{w2} を算出する。これにより、モータ6に供給される三相PWM電圧のパルス幅のズレを抑制することができる。

[0171] ステップS908においてパルスタイミング補正処理部33は、三角波が増加期間であるか、減少期間であるかを判断する。パルスタイミング補正処理部33は、三角波が減少期間である場合には、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* 、 D_{v2}^* 及び D_{w2}^* を補正せずにステップS911の処理に進む。

[0172] これにより、図6に示したように、PWM信号 P_{u10} の立ち上りタイミングがデッドタイム t_{dt} の時間だけ進められることになるので、U相PWM電圧 v_u の立ち下りタイミングをU相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミングに合わせることができる。

[0173] ステップS919においてパルスタイミング補正処理部33は、三角波が増加期間である場合には、式(9)のように、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* 、 D_{v2}^* 及び D_{w2}^* に補正量 $(2K_D \cdot 2t_{dt} / t_c)$ を加算して、ステップS

9 1 1 の処理に進む。

[0174] これにより、図 6 に示したように、駆動信号 P_{u1} の立ち下りタイミングが U 相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミングになるので、PWM 電圧 v_u の立ち上りタイミングを U 相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミングに合わせることができる。

[0175] 本発明の第 2 実施形態によれば、パルスタイミング補正処理部 33 は、式 (9) のように、キャリア信号の増加期間と減少期間との間で、式 (8) に従って演算されたデューティ指令値の補正量を互いに異なる値に切り替える。これにより、第 1 実施形態と同様に、デッドタイムの付加に伴う PWM 電圧のパルス幅及び位相の両者のズレを抑制することができる。

[0176] (第 3 実施形態)

本発明の第 3 実施形態における制御装置の構成について説明する。

[0177] 本実施形態では、図 3 に示した PWM 変換器 3 におけるデッドタイム補償処理部 32 及びパルスタイミング補正処理部 33 によって実行される処理が第 1 実施形態及び第 2 実施形態の処理とは異なる。

[0178] ここでは、デッドタイム補償処理部 32 及びパルスタイミング補正処理部 33 についてのみ詳細に説明し、その他の構成については第 1 実施形態の構成と同一であるため、詳細な説明を省略する。また、PWM 変換器 3 の各相の構成は、基本的に同じ構成であるため、U 相の構成についてのみ説明する。

[0179] 本実施形態では、デッドタイム補償処理部 32 は、次式 (10) のように、U 相電流 i_u がプラスの値である場合に限り、U 相の PWM 電圧 v_u のオフ期間が短くなるように U 相デューティ指令値 D_{u1}^* を補正する。

[0180] [数 10]

$$D_{u2}^* = \begin{cases} D_{u1}^* & (i_u < 0) \\ D_{u1}^* + 2K_D \frac{2t_{dt}}{t_c} & (i_u \geq 0) \end{cases} \quad \dots (10)$$

[0181] 式 (10) に従って、デッドタイム補償処理部 32 は、U 相電流 i_u がゼロよりも小さい場合には、補正せずに U 相デューティ指令値 D_{u1}^* を、補償処理後

のデューティ指令値 D_{u2}^* として出力する。一方、U相電流 i_u がゼロ以上である場合には、デッドタイム補償処理部 32 は、U相デューティ指令値 D_{u1}^* に補正量 $(2K_D \cdot 2t_{dt} / t_c)$ を加算して、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* を出力する。

[0182] 本実施形態では、パルスタイミング補正処理部 33 は、次式 (11) のように、三角波の変化量 ΔC の極性に応じて、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* の補正量を互いに異なる値に切り替える。

[0183] [数11]

$$D_{u3}^* = \begin{cases} D_{u2}^* - 2K_D \frac{2t_{dt}}{t_c} & (\Delta C < 0) \\ D_{u2}^* & (\Delta C \geq 0) \end{cases} \quad \dots (11)$$

[0184] 式 (11) の右辺第2項が補正量であり、この補正量 $(2K_D \cdot 2t_{dt} / t_c)$ は、デッドタイム t_{dt} の期間を時間単位から三角波のカウント値単位へ変換した値である。

[0185] 式 (11) に従って、パルスタイミング補正処理部 33 は、三角波の変化量 ΔC がゼロよりも小さい場合には、三角波が減少期間であると判定し、三角波の変化量 ΔC がゼロ以上である場合には、三角波が増加期間であると判定する。すなわち、パルスタイミング補正処理部 33 は、キャリア信号生成部 30 から出力される三角波が増加しているのか減少しているのかを判定する。

[0186] パルスタイミング補正処理部 33 は、三角波が減少期間である場合には、次回の演算期間が三角波の増加期間となるため、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* から補正量 $(2K_D \cdot 2t_{dt} / t_c)$ を減算する。すなわち、パルスタイミング補正処理部 33 は、三角波が減少期間である場合には、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* から減算される補正量を、ゼロから所定の値 $(2K_D \cdot 2t_{dt} / t_c)$ に切り替える。

[0187] 一方、パルスタイミング補正処理部 33 は、三角波が増加期間である場合には、次回の演算期間が三角波の減少期間となるため、補償処理後のデュー

ティ指令値 D_{u2}^* を補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* として出力する。

[0188] このように、パルスタイミング補正処理部33は、三角波の増加期間と減少期間とで、デューティ指令値 D_{u2}^* の補正量を変更することで、上記実施形態と同様に、PWM電圧の位相遅れが補償されるように補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* を算出する。

[0189] 図8は、本実施形態のPWM変換器3によりU相電流 i_u がマイナスの値である場合にU相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づいて生成されるPWM電圧 v_u の生成例を示すタイムチャートである。

[0190] 図8(a)から図8(h)までの各図の縦軸は、図4(a)から図4(h)までの各図の縦軸と同じである。また、図8(a)から図8(h)までの各図の横軸は互いに共通の時間軸である。

[0191] 時刻 t_{30} よりも前の制御演算中において、図8(c)に示すように、U相デューティ指令値 D_{u1}^* が算出される。ここでは、U相電流 i_u がマイナスの値であるため、式(10)に従ってU相デューティ指令値 D_{u1}^* が補正されずにデューティ指令値 D_{u2}^* として設定される。このとき、図8(b)及び図8(c)に示すように、パルスタイミング補正処理部33は、式(7)に従って2回目のカウント値 C_2 から1回目のカウント値 C_1 を減算した変化量 ΔC を算出する。

[0192] 時刻 t_{30} よりも前の三角波の変化量 ΔC はゼロよりも小さいため、パルスタイミング補正処理部33は、時刻 t_{30} から時刻 t_{33} までの次の演算期間が三角波の増加期間であると判定し、式(11)のように補正量をゼロよりも大きな値($2K_D \cdot 2t_c / t_{dt}$)に切り替える。そしてパルスタイミング補正処理部33は、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* から補正量($2K_D \cdot 2t_c / t_{dt}$)を減算して補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* を算出する。

[0193] これにより、図8(d)及び図8(e)に示すように、PWM信号 P_{uu0} 及び P_{ul0} の切替えタイミングが、U相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミング t_{32} から、デッドタイム t_{dt} の時間だけ進められる。このため、時刻 t_{31} においてPWM信号 P_{uu0} 及び P_{ul0} が互いに切り替えられる。

- [0194] これに伴い、図8（g）に示すように、PWM信号 P_{u0} の立ち上りタイミングが時刻 t_{31} からデッドタイム t_{dt} だけ遅らされるので、時刻 t_{32} において駆動信号 P_{u1} のパルスが立ち上がる。
- [0195] これにより、U相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミング t_{32} において、図8（h）に示すように、U相PWM電圧 v_u のパルスが立ち下がり、U相PWM電圧 v_u はオフ期間となる。
- [0196] このとき、図8（b）及び図8（c）に示すように、パルスタイミング補正処理部33は、式（7）に従って三角波のカウント値を2回取得して三角波の変化量 ΔC を算出する。算出した三角波の変化量 ΔC はゼロよりも大きいため、パルスタイミング補正処理部33は、次の演算期間は三角波の減少期間であると判定し、補正量をゼロに切り替える。
- [0197] 時刻 t_{33} において、パルスタイミング補正処理部33は、式（11）に従って補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* を、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* として設定する。この補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* は、図4及び図6に示したデューティ指令値 D_{u3}^* と同じ値になる。
- [0198] これにより、時刻 t_{34} において、図8（d）及び図8（e）に示すように、PWM信号 P_{uu0} 及び P_{u0} の信号レベルが切り替えられる。これに伴い、図8（g）に示すように、駆動信号 P_{u1} が立ち下がる。したがって、U相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミング t_{34} において、図8（h）に示すように、U相PWM電圧 v_u のパルスが立ち上がる。
- [0199] このように、キャリア信号の増減に応じて、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* の補正量を交互に切り替えることにより、U相PWM電圧 v_u の切替えタイミングをU相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミングと一致させることができる。
- [0200] 図9は、本実施形態における制御方法の処理手順の一例を示すフローチャートである。この制御方法は、図2に示した演算期間ごとに繰り返し実行される。
- [0201] 本実施形態の制御方法には、図5に示したステップS907、S909及

びS 9 1 0の各処理に代えて、ステップS 9 2 0及びS 9 2 7の各処理が追加されている。そのため、ここではステップS 9 2 0及びS 9 2 7の各処理についてのみ詳細に説明する。

- [0202] ステップS 9 2 7においてデッドタイム補償処理部3 2は、ステップS 9 0 6で演算された三相のデューティ指令値 D_{u1}^* 、 D_{v1}^* 及び D_{w1}^* にデッドタイム補償処理を施す。本実施形態では、デッドタイム補償処理部3 2は、式(1 0)のように、モータ6の各相の電流 i_u 、 i_v 及び i_w とデューティ指令値 D_{u1}^* 、 D_{v1}^* 及び D_{w1}^* とに基づいて、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* 、 D_{v2}^* 及び D_{w2}^* を算出する。これにより、モータ6の各相に供給されるPWM電圧のパルス幅のズレを抑制することができる。
- [0203] ステップS 9 0 8においてパルスタイミング補正処理部3 3は、三角波が増加期間であるか、減少期間であるかを判断する。パルスタイミング補正処理部3 3は、三角波が増加期間である場合には、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* 、 D_{v2}^* 及び D_{w2}^* を補正せずにステップS 9 1 1の処理に進む。
- [0204] これにより、図8に示したように、PWM信号 P_{u0} の立ち上りタイミングが、デッドタイム t_{dt} の時間だけ進むことになるので、U相PWM電圧 v_u の立ち下りタイミングをU相デューティ指令値 D_{u1} に基づく切替えタイミングに合わせることができる。
- [0205] ステップS 9 2 0においてパルスタイミング補正処理部3 3は、三角波が減少期間である場合には、式(1 1)のように、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* 、 D_{v2}^* 及び D_{w2}^* から補正量 $(2 K_D \cdot 2 t_{dt} / t_c)$ を減算して、ステップS 9 1 1に進む。
- [0206] これにより、図8に示したように、駆動信号 P_{u1} の立ち下りタイミングがU相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミングになるので、U相PWM電圧 v_u の立ち上りタイミングをU相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミングに合わせることができる。
- [0207] 本発明の第3実施形態によれば、パルスタイミング補正処理部3 3は、式(1 1)のように、キャリア信号の増加期間と減少期間とで、式(1 0)に

従って演算された補償処理後のデューティ指令値の補正量を互いに異なる値に切り替える。これにより、上記実施形態と同様に、デッドタイムの付加に伴う各相のPWM電圧 v_u 、 v_v 及び v_w におけるパルス幅及び位相の両者のズレを抑制することができる。

[0208] なお、上記実施形態では、制御装置100は、PWM信号へのデッドタイムの付加に起因するPWM電圧の位相ズレを補償した。しかしながら、デッドタイムを付加することだけでなく、制御装置100に配置された信号伝達回路の遅れや、インバータ4を構成するスイッチング素子の応答遅れなどが原因となり、PWM電圧の位相ズレが生じることもある。

[0209] (第4実施形態)

そこで、デッドタイムによる位相遅れだけでなく、PWM信号の伝達回路の遅れや、スイッチング素子の応答遅れに伴うPWM電圧の位相ズレについても補償する制御装置の実施形態について説明する。

[0210] 図10は、本発明の第4実施形態におけるPWM変換器3の構成を示すブロック図である。

[0211] 本実施形態では、PWM変換器3は、図3に示したパルスタイミング補正処理部33に代えて、制御遅れ情報保持部331及びパルスタイミング補正処理部332を備えている。ここでは、制御遅れ情報保持部331及びパルスタイミング補正処理部332以外の構成については、図3に示した構成と同じであるため、同一符号を付して説明を省略する。

[0212] 制御遅れ情報保持部331は、一对のスイッチング素子の駆動信号 P_{uu} 及び P_{ut} の遅延時間を示す制御遅れ情報を保持する。本実施形態では、制御遅れ情報には、デッドタイム t_{dt} と、PWM変換器3で生成されるPWM信号を伝達する伝達回路の遅れ時間 t_{dlyc} と、インバータ4を構成するスイッチング素子の応答遅れ時間 t_{dlys} とが示されている。

[0213] 伝達回路の遅れ時間 t_{dlyc} は、実験データ等により予め定められた値である。伝達回路は、デッドタイム付加処理部35とインバータ4との間に配置される回路であり、ノイズカットフィルタやフォトカプラ等を含む。

[0214] スイッチング素子の応答遅れ時間 $t_{dly\ s}$ は、ターンオン時間による遅れとターンオフ時間による遅れの平均値であり、実験データ等により予め定められた値である。ターンオン時間とは、スイッチング素子がオフからオンに切り替えられるまでの時間のことであり、ターンオフ時間とは、スイッチング素子がオンからオフに切り替えられるまでの時間のことである。

[0215] パルスタイミング補正処理部 332 は、制御遅れ情報に基づいて、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* を補正する。すなわち、パルスタイミング補正処理部 332 は、デッドタイム t_{dt} と、スイッチング素子の応答遅れ時間 $t_{dly\ s}$ と、スイッチング素子の応答遅れ時間 $t_{dly\ s}$ との少なくともひとつの遅延時間に基づいて、PWM 電圧の位相ズレが補償されるように、デューティ指令値 D_{u2}^* を補正する。

[0216] 本実施形態では、パルスタイミング補正処理部 332 は、次式 (12) のように、三角波の変化量 ΔC に応じて、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* を補正する補正量の符号を切り替える。

[0217] [数12]

$$D_{u3}^* = D_{u2}^* + \text{sgn}(\Delta C) \times K_{dly} \quad \dots (12)$$

[0218] 式 (12) の右辺第 2 項に係る係数 K_{dly} が補正量であり、この補正量 K_{dly} は、次式 (13) により算出される。

[0219] [数13]

$$K_{dly} = 2K_D \frac{t_{dt} + 2t_{dly\ c} + 2t_{dly\ s}}{t_c} \quad \dots (13)$$

[0220] 式 (12) に従って、パルスタイミング補正処理部 332 は、三角波の変化量 ΔC がゼロよりも小さい場合には、三角波が減少期間であると判定し、三角波の変化量 ΔC がゼロよりも大きい場合には、三角波が増加期間であると判定する。

[0221] パルスタイミング補正処理部 332 は、三角波が増加期間である場合には、補正量の符号を切り替えずに、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* に補正量 K_{dly} を加算することにより、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* を算出する。

- [0222] 一方、パルスタイミング補正処理部 332 は、三角波が減少期間である場合には、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* から補正量 K_{dly} を減算することにより、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* を算出する。すなわち、パルスタイミング補正処理部 332 は、三角波が減少期間である場合には、補正量の符号をプラスからマイナスに切り替える。
- [0223] このように、パルスタイミング補正処理部 33 は、三角波の増加期間と減少期間とで、デューティ指令値 D_{u2}^* を補正する補正量の符号を変更して、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* を算出する。パルスタイミング補正処理部 33 は、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* を PWM 変換処理部 34 に出力する。
- [0224] 図 11 は、本実施形態の PWM 変換器 3 により、U 相電流 i_u がマイナスの値である場合に U 相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づいて生成される U 相 PWM 電圧 v_u の生成例を示すタイムチャートである。
- [0225] 図 11 (a) から図 11 (h) までの各図の縦軸は、図 4 (a) から図 4 (h) までの各図の縦軸と同じである。また、図 11 (a) から図 11 (h) までの各図の横軸は互いに共通の時間軸である。
- [0226] 時刻 t_{40} よりも前の制御演算中において、図 11 (c) に示すように、U 相デューティ指令値 D_{u1}^* が算出される。ここでは、U 相電流 i_u がマイナスの値であるため、デューティ指令値 D_{u2}^* は、式 (5) に従って、U 相デューティ指令値 D_{u1}^* から補正量 $(2 K_D t_{dt} / t_c)$ を減算して算出される。
- [0227] このとき、図 11 (b) 及び図 11 (c) に示すように、パルスタイミング補正処理部 332 は、式 (7) に従って 2 回目のカウント値 C_2 から 1 回目のカウント値 C_1 を減算した変化量 ΔC を算出する。そして、パルスタイミング補正処理部 332 は、三角波の変化量 ΔC が、ゼロよりも小さいのか大きいのかを判定する。
- [0228] 時刻 t_{40} よりも前の三角波の変化量 ΔC はゼロよりも小さいため、パルスタイミング補正処理部 332 は、時刻 t_{40} から時刻 t_{43} までの次の演算期間は三角波の増加期間であると判定し、補正量の符号をマイナスに切り替える。

- [0229] そして、パルスタイミング補正処理部33は、式(12)に従って、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* から補正量 K_{dly} を減算することにより、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* を算出する。これにより、デッドタイム t_{dt} の付加に起因するU相のPWM電圧 v_u の位相ズレが補償されると共に、伝達回路及びスイッチング素子の制御遅れに起因するU相のPWM電圧 v_u の位相ズレが補償されることになる。
- [0230] 時刻 t_{40} では、図11(c)に示すように、三角波の減少期間中に演算された補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* が三角波と比較される。時刻 t_{41} において、図11(d)及び図11(e)に示すように、PWM信号 P_{uu0} 及び P_{ul0} の信号レベルが切り替えられる。これにより、PWM信号 P_{uu0} 及び P_{ul0} の切替えタイミングを、U相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミングから、デッドタイム t_{dt} の半分の時間に制御遅れ時間($t_{dlyc} + t_{dlys}$)を加えた遅延時間 t_{dly} だけ進めることができる。
- [0231] その後、デッドタイム付加処理部36により、PWM信号 P_{ul0} の立ち上りタイミングが、時刻 t_{41} からデッドタイム t_{dt} だけ遅らされるので、図11(g)に示すように、駆動信号 P_{ul} のパルスは時刻 t_{42} よりも前に立ち上がる。
- [0232] 駆動信号 P_{ul} のパルスが立ち上がる時点において、下段のスイッチング素子がオン状態に切り替えられる。このとき、図11(h)に示すように、伝達回路の遅れと下段のスイッチング素子のターンオン時間による遅れとに伴い、時刻 t_{42} でモータ6のU相に供給されるPWM電圧 v_u のパルスが立ち下がる。
- [0233] このように、伝達回路の遅れやスイッチング素子の応答遅れを考慮することにより、U相PWM電圧 v_u のパルスの立ち下りタイミングをU相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミングと一致させることができる。
- [0234] このとき、図11(b)及び図11(c)に示すように、パルスタイミング補正処理部332は、三角波の変化量 ΔC を算出し、その三角波の変化量 ΔC はゼロよりも大きくなるため、次の演算期間は三角波の減少期間である

と判定し、補正量の符号をプラスに切り替える。

- [0235] そして、パルスタイミング補正処理部 332 は、式 (12) に従って、補償処理後のデューティ指令値 D_{u2}^* から補正量 K_{dly} を加算することにより、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* を算出する。これにより、補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* は、U 相デューティ指令値 D_{u1}^* よりも伝達回路の遅れとスイッチング素子の応答遅れの分だけ大きくなる。
- [0236] 時刻 t_{43} では、三角波の増加期間中に演算された補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* が三角波と比較される。
- [0237] 時刻 t_{44} において、図 11 (e) に示すように、PWM 信号 P_{uu0} 及び P_{ul0} の信号レベルが L レベルに切り替えられるため、下段のスイッチング素子がオン状態に切り替えられる。このとき、図 11 (h) に示すように、伝達回路の遅れと下段のスイッチング素子の応答遅れとに伴い、U 相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミング t_{45} で U 相 PWM 電圧 v_u のパルスが立ち上がる。
- [0238] このように、伝達回路の遅れやスイッチング素子の応答遅れを考慮することにより、U 相 PWM 電圧 v_u のパルスの立ち上りタイミングを U 相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミングと一致させることができる。
- [0239] したがって、デッドタイム t_{dt} に加え、伝達回路の遅れ時間 t_{dlyc} とスイッチング素子の応答遅れ時間 t_{dlys} を加味することで、U 相 PWM 電圧の切替えタイミングを U 相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミングへさらに近づけることができる。
- [0240] なお、本実施形態では、第 1 実施形態のパルスタイミング補正処理において伝達回路の遅れやスイッチング素子の応答遅れなどの制御遅れを加味したが、同様に、第 2 及び第 3 実施形態のパルスタイミング補正処理において制御遅れを加味してもよい。
- [0241] 図 12 は、本実施形態における制御方法の処理手順の一例を示すフローチャートである。この制御方法は、図 2 に示した演算期間ごとに繰り返し実行される。

[0242] 本実施形態の制御方法には、図5に示したステップS909及びS910の各処理に代えて、ステップS939及びS940の各処理が追加されている。そのため、ここではステップS939及びS940の各処理についてのみ詳細に説明する。

[0243] ステップS939においてパルスタイミング補正処理部332は、ステップS908で三角波が増加期間と判断された場合には、式(12)に従って補正後のデューティ指令値 D_{u3}^* 、 D_{v3}^* 及び D_{w3}^* を算出する。具体的には、パルスタイミング補正処理部332は、三角波が増加期間である場合には、ステップS907で演算されたデューティ指令値 D_{u2}^* 、 D_{v2}^* 及び D_{w2}^* に制御遅れ分を加えた補正量 K_{dly} を加算し、ステップS911に進む。

[0244] これにより、図11に示したように、駆動信号 P_{ul} の立ち下りタイミングが、U相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミング t_{45} よりも伝達回路及びスイッチング素子に起因する制御遅れ時間($t_{dlyc} + t_{dlys}$)だけ進められる。

[0245] ステップS940においてパルスタイミング補正処理部332は、三角波が減少期間である場合には、式(12)に従って、ステップS907で演算されたデューティ指令値 D_{u2}^* 、 D_{v2}^* 及び D_{w2}^* から制御遅れ分を加えた補正量 K_{dly} を減算し、ステップS911に進む。

[0246] これにより、図11に示したように、駆動信号 P_{ul} の立ち上りタイミングが、U相デューティ指令値 D_{u1}^* に基づく切替えタイミング t_{42} よりも制御遅れ時間($t_{dlyc} + t_{dlys}$)だけ進められる。

[0247] 本発明の第4実施形態によれば、パルスタイミング補正処理部332は、デッドタイム付加処理部35からインバータ4のスイッチング素子へ信号を伝達する伝達回路の遅れ t_{dlyc} に基づいて、三相のデューティ指令値 D_{u2}^* 、 D_{v2}^* 及び D_{w2}^* を補正する。

[0248] これにより、伝達回路の遅れに起因する各相のPWM電圧 v_u 、 v_v 及び v_w の位相ズレを小さくすることができる。したがって、A/D変換のタイミングにPWM電圧のオン期間の中間のタイミングをより一層近づけることができ

る。

[0249] また、本実施形態によれば、パルスタイミング補正処理部 332 は、スイッチング素子の応答遅れに基づいて、三相のデューティ指令値 D_{u2}^* 、 D_{v2}^* 及び D_{w2}^* を補正する。すなわち、パルスタイミング補正処理部 332 は、スイッチング素子の導通状態から非導通状態への切替えによる応答遅れ、又は、非導通状態から導通状態への切替えによる応答遅れに基づいて、各相のデューティ指令値 D_{u2}^* 、 D_{v2}^* 及び D_{w2}^* を補正する。

[0250] これにより、スイッチング素子の応答遅れに起因する各相の PWM 電圧 v_u 、 v_v 及び v_w の位相ズレを小さくすることができる。したがって、A/D 変換のタイミングと PWM 電圧のオン期間の中間のタイミングとを互いに近づけることができ、モータ電流の検出精度をより一層向上させることができる。

[0251] 以上、本発明の実施形態について説明したが、上記実施形態は本発明の適用例の一部を示したに過ぎず、本発明の技術的範囲を上記実施形態の具体的構成に限定する趣旨ではない。

[0252] 例えば、上記実施形態では、交流電流で駆動する電動手段としてモータ 6 を用いる例について説明したが、これに限られるものではなく、例えば、電動ポンプなどの電動機であってもよく、交流電力で駆動する装置であってもよい。

[0253] また、上記実施形態では、モータ 6 の各相に供給される電流を検出し、その検出信号を A/D 変換した電流データをフィードバックして、モータ 6 の各相に供給される PWM 電圧を制御する制御装置に本発明を適用したものである。同様に、電動装置に供給される電圧を検出し、その検出信号を A/D 変換した電圧データをフィードバックして、電動装置に供給される PWM 電圧を制御する制御装置に本発明を適用してもよい。このような場合には、電流検出器 5_u 及び 5_v に代えて、モータ 6 に供給される電圧を検出する電圧検出器を配置することにより実現され、上記実施形態の作用効果と同様の作用効果を得ることができる。

[0254] なお、上記実施形態は、適宜組み合わせ可能である。

請求の範囲

[請求項1]

交流電力で駆動する電動手段を制御する制御装置であって、
電源からの電力を交流電力に変換して前記電動手段に供給する一対のスイッチング素子と、
前記電動手段に供給される電流又は電圧の信号を取得し、当該信号をアナログ信号からデジタル信号に変換する変換手段と、
前記変換手段により変換された信号に基づいて、前記電動手段をPWM制御するためのデューティ指令値を演算する演算手段と、
前記演算手段により演算されるデューティ指令値と、前記PWM制御するためのキャリア信号とに基づいて、PWM信号を生成する生成手段と、
前記生成手段により生成されるPWM信号に基づいて、前記スイッチング素子の接続状態を切り替えることにより、前記電動手段に供給される交流電力を制御する制御手段と、を含み、
前記キャリア信号が増加しているのか、又は、減少しているのかを判定する判定手段と、
前記判定手段により判定されたキャリア信号の増減に基づいて、前記演算手段により演算されるデューティ指令値を補正することにより、前記スイッチング素子の切替えタイミングを調整する補正手段と、を備える制御装置。

[請求項2]

請求項1に記載の制御装置であって、
前記補正手段は、前記キャリア信号の増加期間と減少期間とで、前記デューティ指令値を補正する補正量を切り替える、
制御装置。

[請求項3]

請求項1又は請求項2に記載の制御装置であって、
前記電動手段に供給されるPWM電圧のパルス幅のズレを補償する補償処理を前記デューティ指令値に施す補償手段をさらに備え、
前記補正手段は、前記判定手段により判定されたキャリア信号の増

減に基づいて、前記補償処理が施されたデューティ指令値を補正することにより、前記電動手段に供給されるPWM電圧の位相ズレを補償する、

制御装置。

[請求項4] 請求項1から請求項3までのいずれか1項に記載の制御装置であって、

前記一对のスイッチング素子が同時に非導通状態となるデッドタイムを前記PWM信号に設けるデッドタイム生成手段をさらに備え、

前記補正手段は、前記デッドタイムと前記キャリア信号の周期とに基づいて、前記デューティ指令値を補正する、

制御装置。

[請求項5] 請求項1から請求項4までのいずれか1項に記載の制御装置であって、

前記補正手段は、前記生成手段から前記スイッチング素子へ信号を伝達する回路で生じる遅れに基づいて、前記デューティ指令値を補正する、

制御装置。

[請求項6] 請求項1から請求項5までのいずれか1項に記載の制御装置であって、

前記補正手段は、前記スイッチング素子の応答遅れに基づいて、前記デューティ指令値を補正する、

制御装置。

[請求項7] 請求項1から請求項6までのいずれか1項に記載の制御装置であって、

前記電動手段は、モータであり、

前記一对のスイッチング素子は、前記モータの相ごとに複数設けられ、

前記補正手段は、前記判定手段により判定されたキャリア信号の増

減に基づいて、前記デューティ指令値を補正することにより、前記変換手段により取得される少なくとも2相の電圧又は電流の波形崩れを抑制する、
制御装置。

[請求項8] 請求項1から請求項3までのいずれか1項に記載の制御装置であって、

前記判定手段は、前記演算手段が前記デューティ指令値を演算する演算期間に、前記キャリア信号の値を複数回取得して、前記キャリア信号の増減を判定し、

前記補正手段は、前記判定された結果に基づいて、前記デューティ指令値を補正する補正量を増減させ、

前記生成手段は、前記判定手段が前記キャリア信号の値を取得した演算期間の次の演算期間に、前記補正されたデューティ指令値と前記キャリア信号とを比較することにより、前記PWM信号を生成する、
制御装置。

[請求項9] 電源からの電力を交流電力に変換して電動手段に供給する一対のスイッチング素子と、前記電動手段に供給される電流又は電圧の信号を取得し、当該信号をアナログ信号からデジタル信号に変換する変換手段と、前記変換手段により変換された信号に基づいて、前記電動手段をPWM制御するためのデューティ指令値を演算する演算手段と、を含む制御装置の制御方法であって、

前記PWM制御するためのキャリア信号が増加しているのか、又は、減少しているのかを判定する判定ステップと、

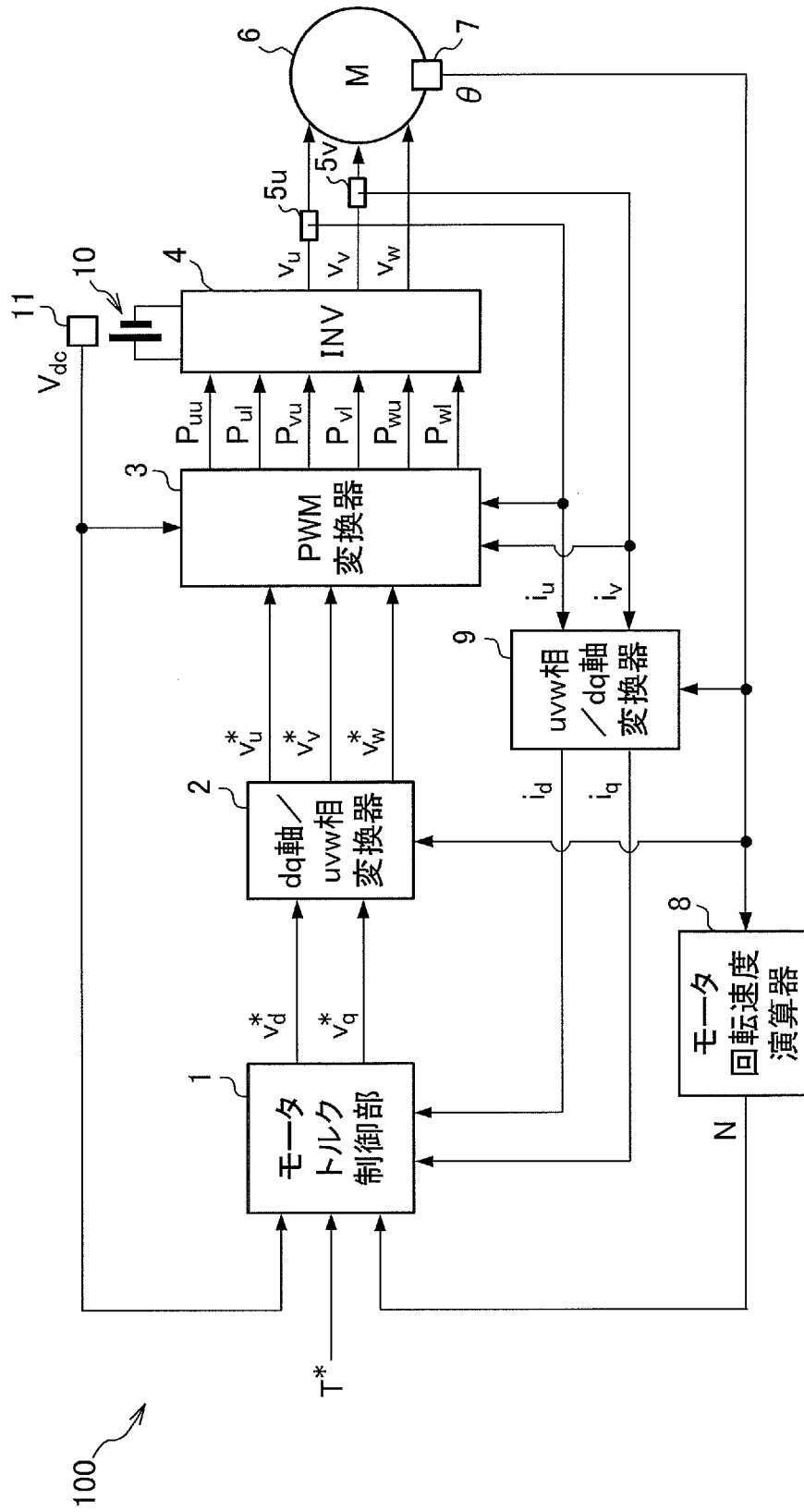
前記判定ステップにより判定されたキャリア信号の増減に基づいて、前記演算手段により演算されるデューティ指令値を補正することにより、前記スイッチング素子の切替えタイミングを調整する補正ステップと、

前記補正ステップにより補正されたデューティ指令値と前記キャリ

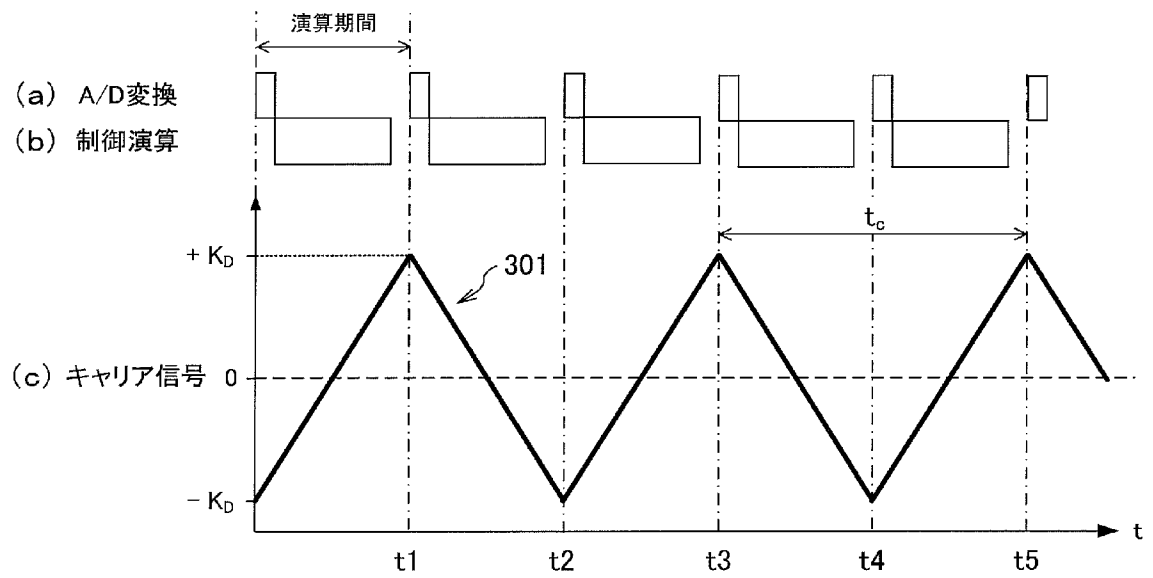
ア信号とに基づいて、PWM信号を生成する生成ステップと、

前記生成手段により生成されるPWM信号に基づいて、前記スイッチング素子の接続状態を切り替えることにより、前記電動手段に供給される交流電力を制御する制御ステップと、
を含む制御方法。

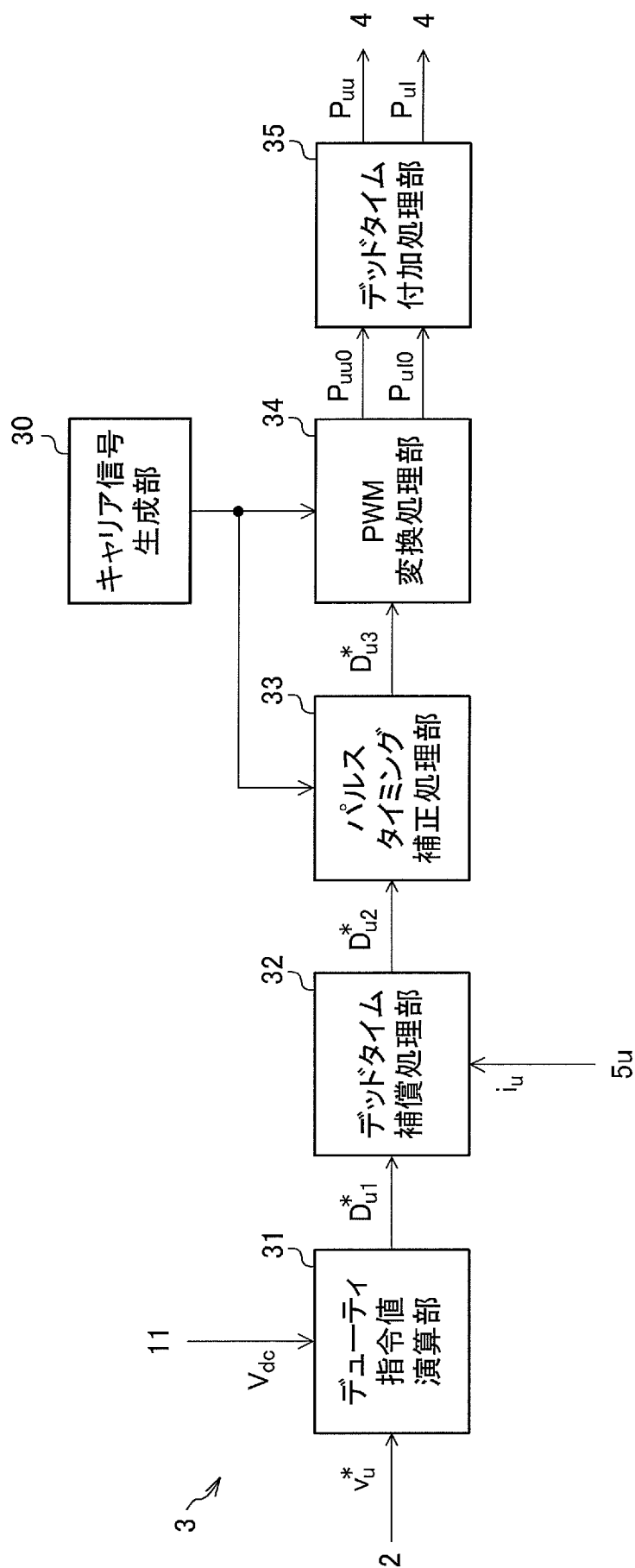
[図1]



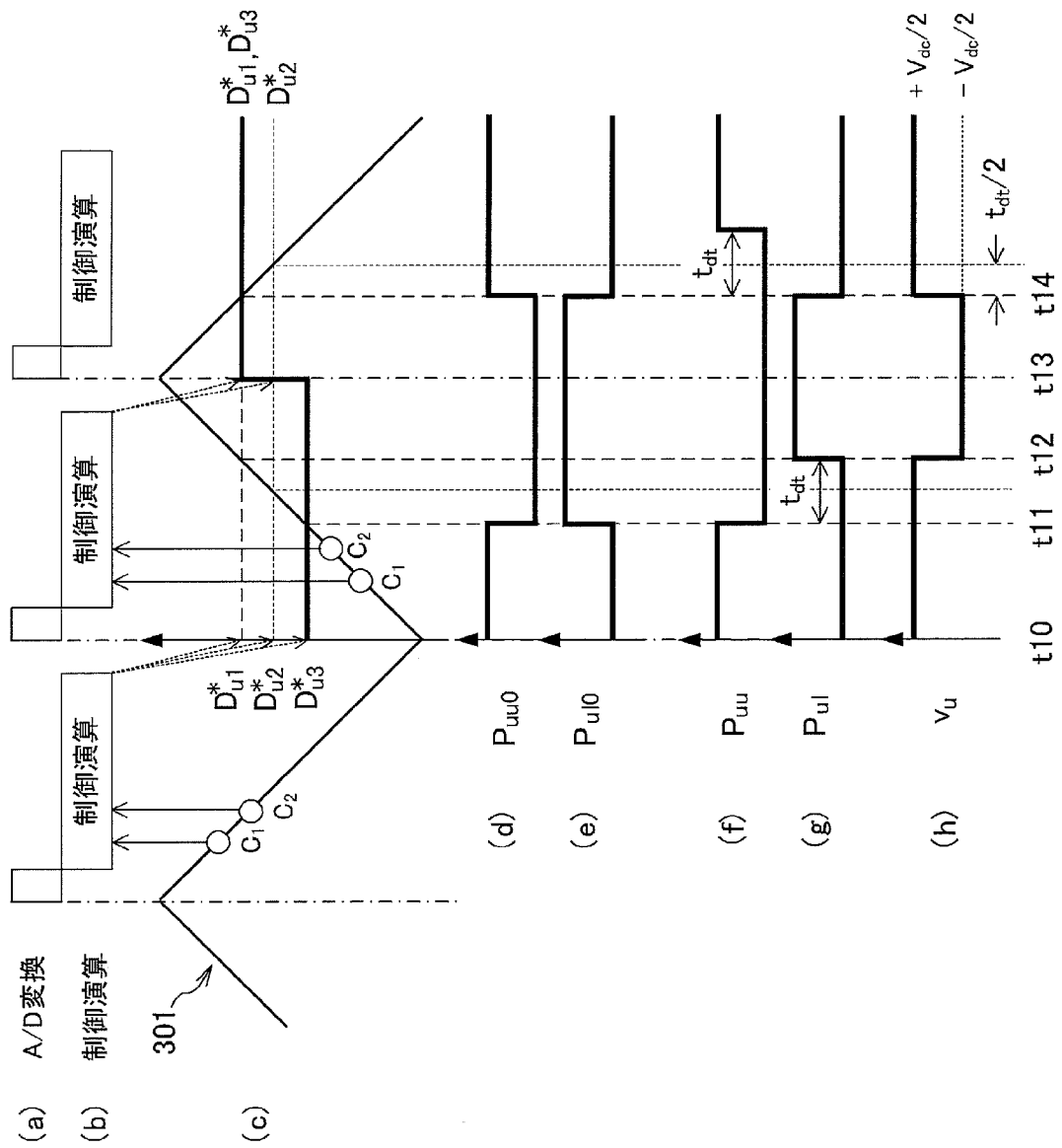
[図2]



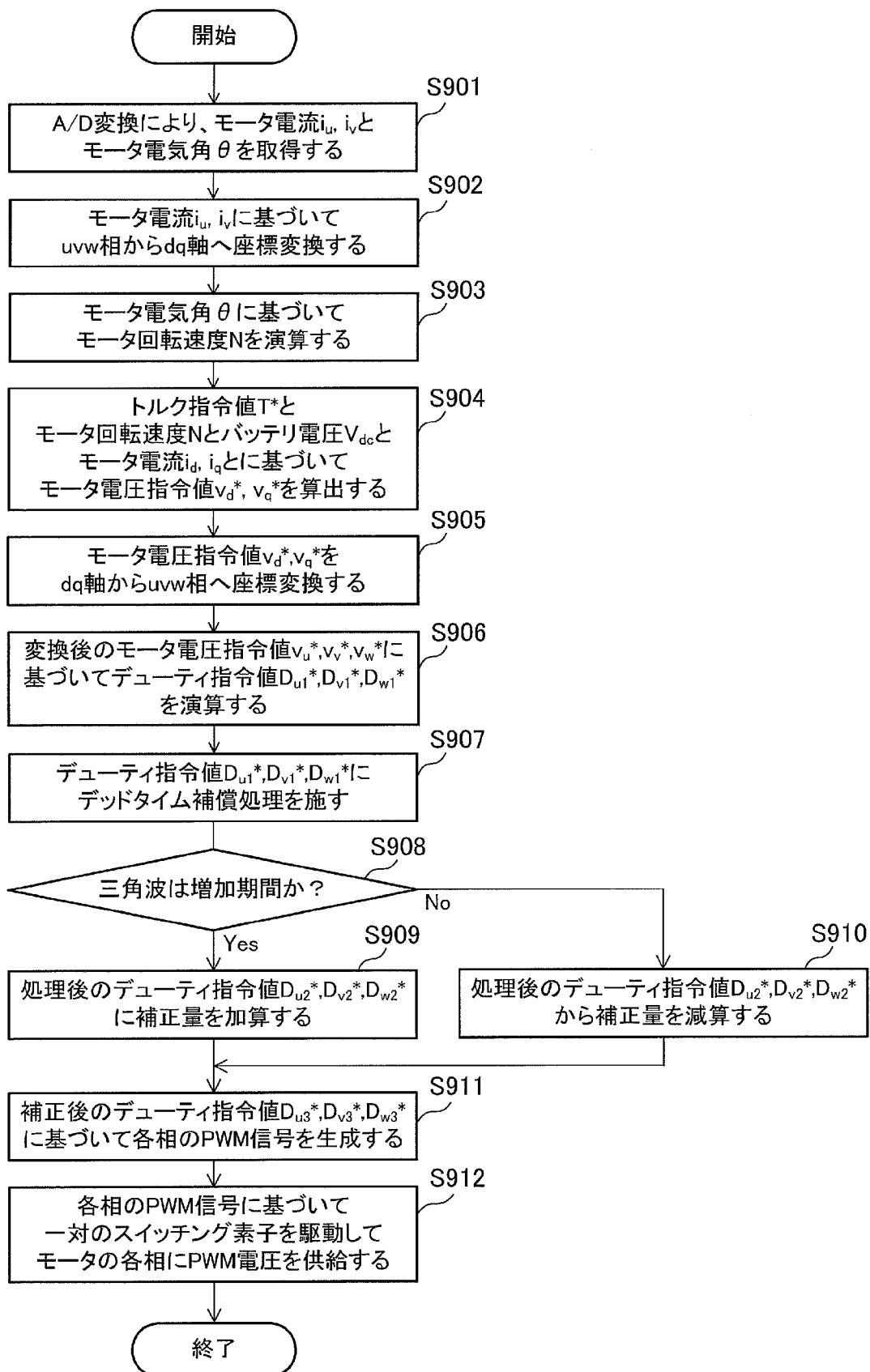
[図3]



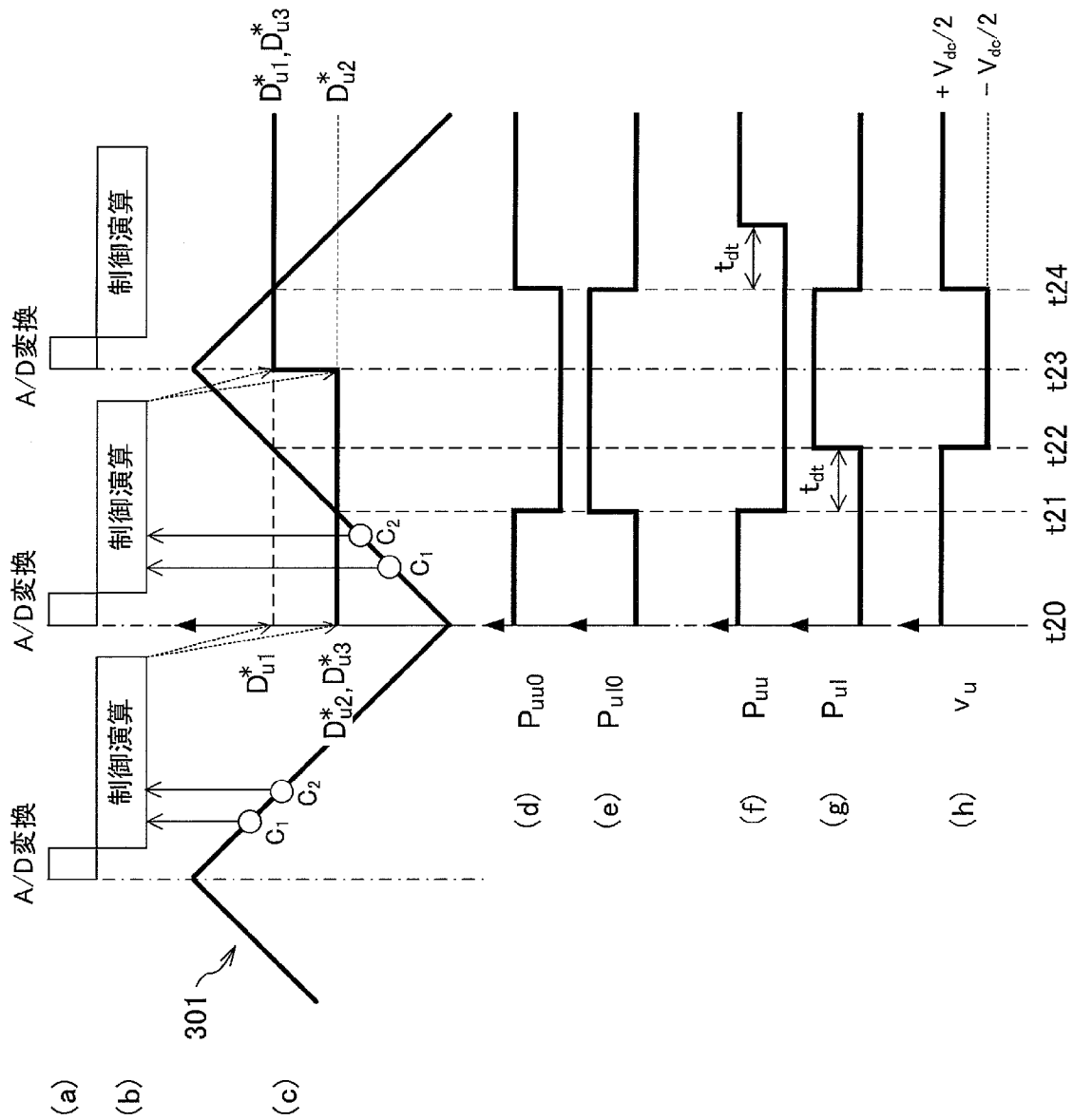
[図4]



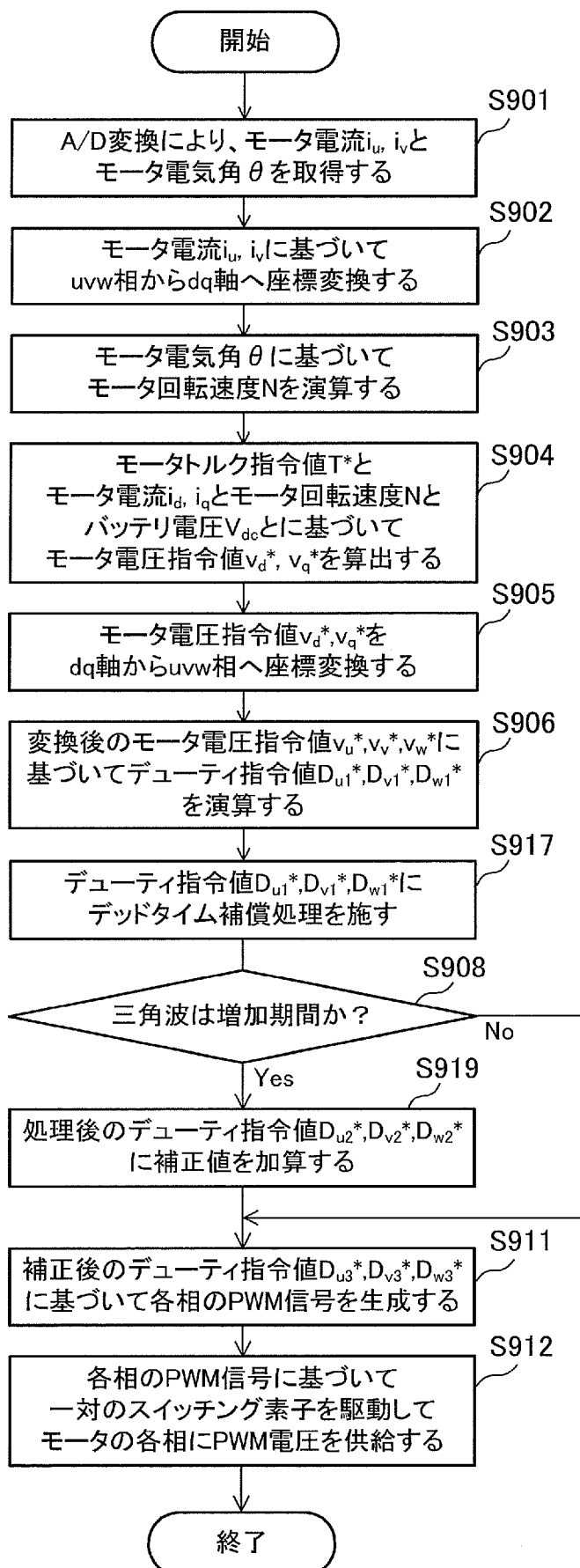
[図5]



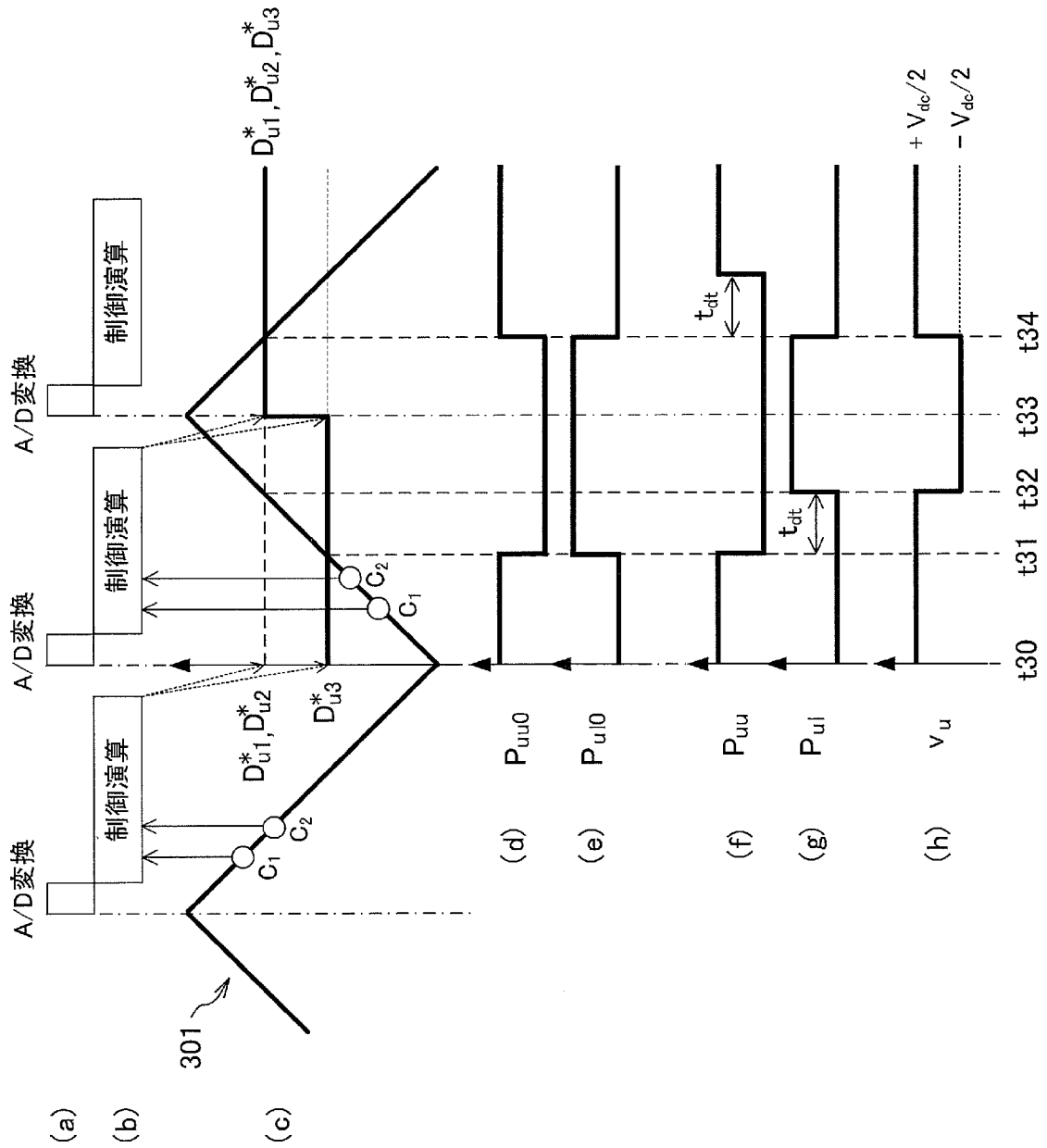
[図6]



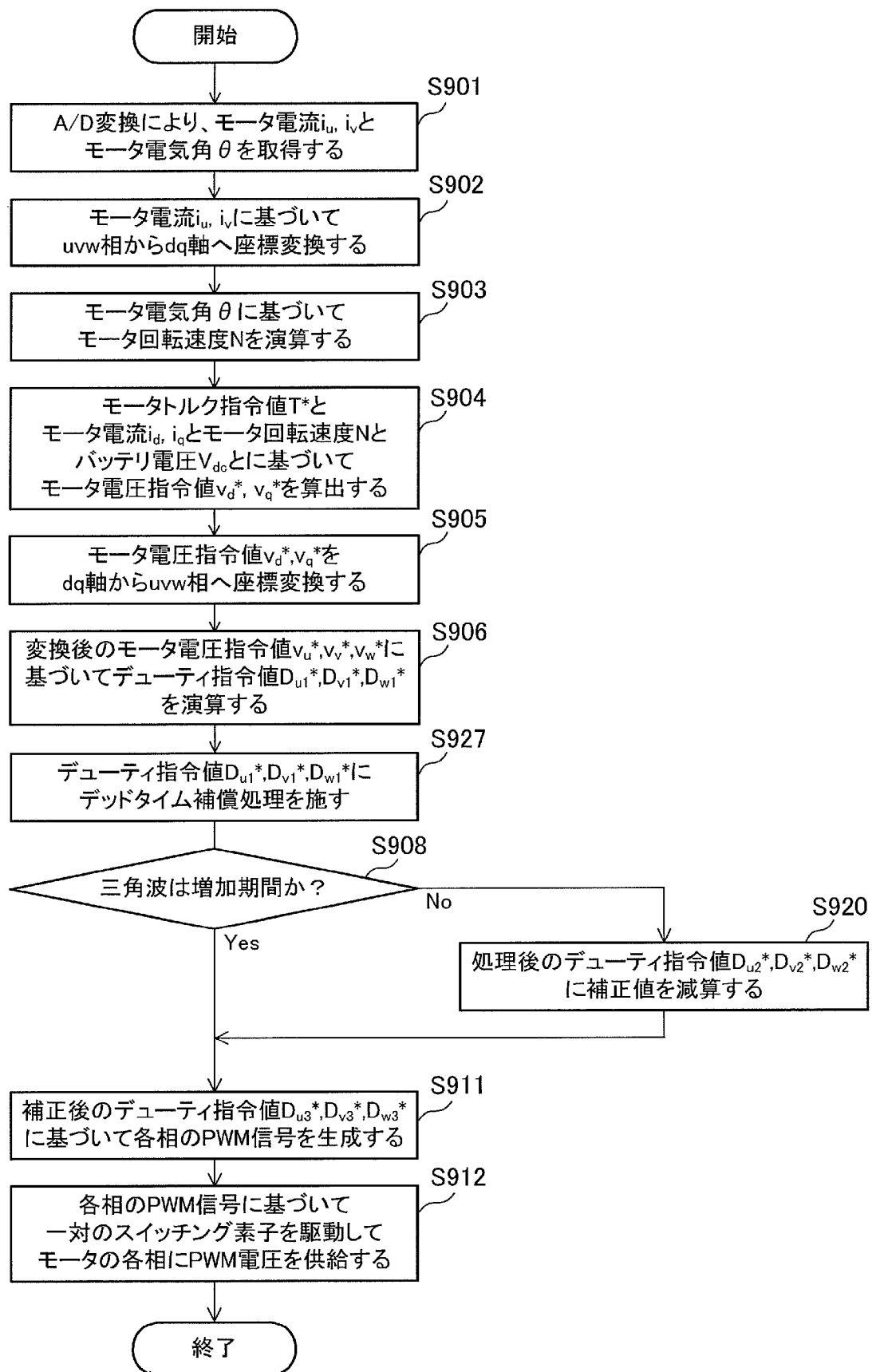
[図7]



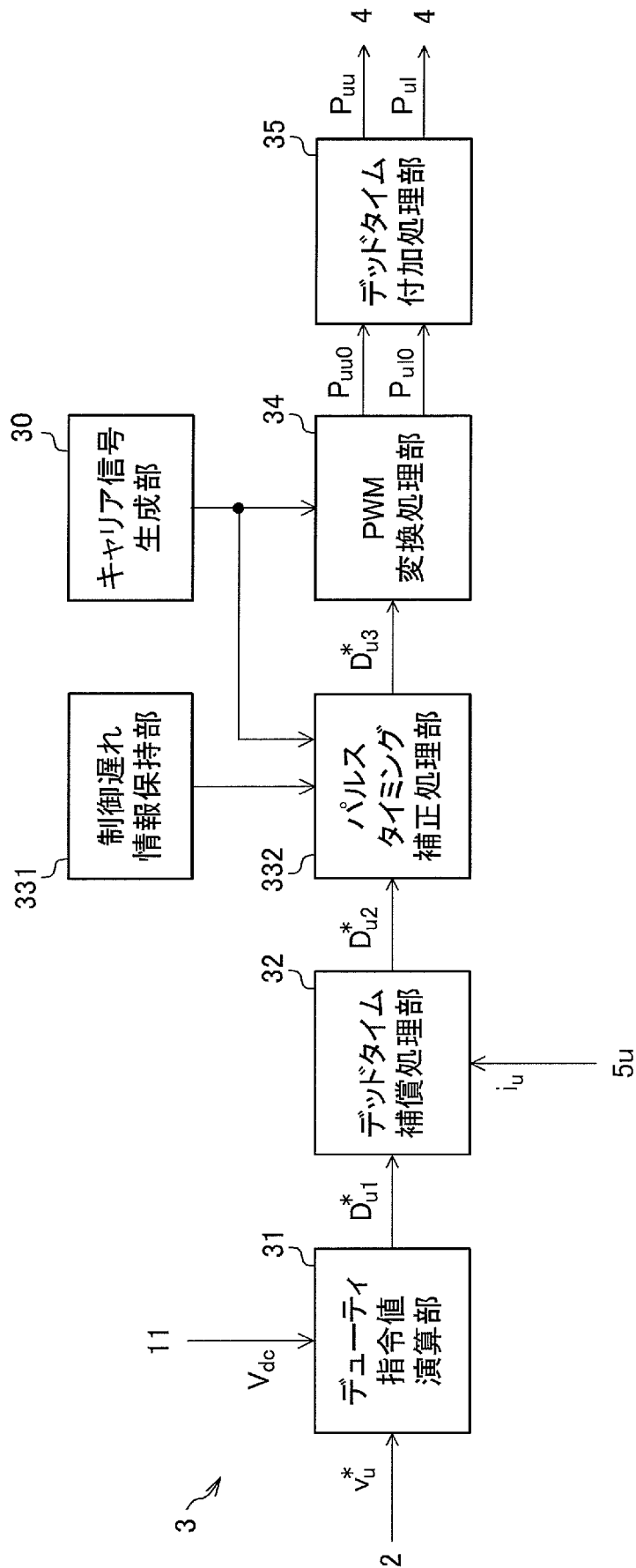
[図8]



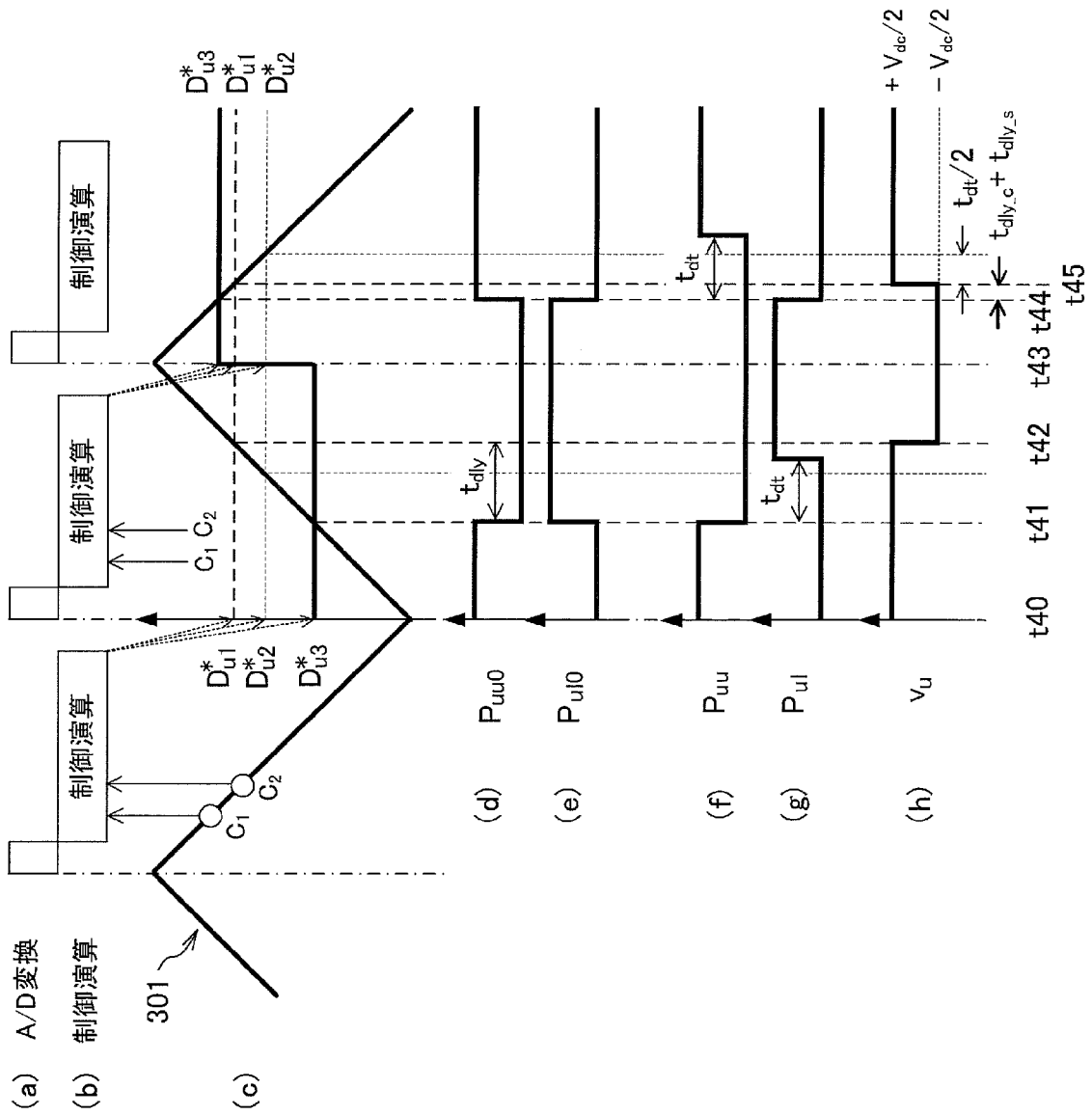
[図9]



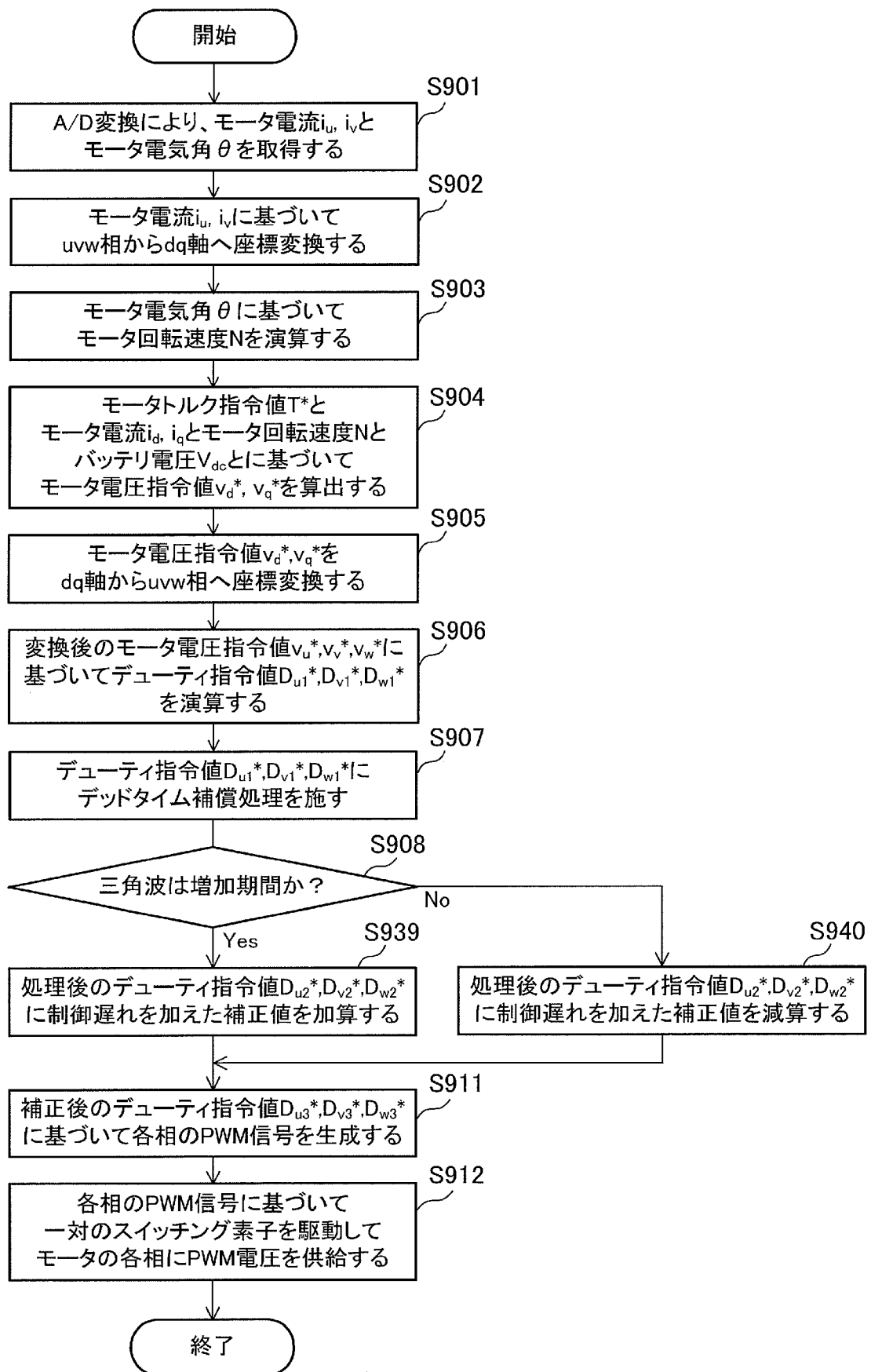
[図10]



[図11]



[図12]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2015/062017

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P6/08(2006.01)i, H02P27/08(2006.01)i

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

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02P6/08, H02P27/08

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

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

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP 2007-159185 A (NSK Ltd.), 21 June 2007 (21.06.2007), claim 1; paragraphs [0026] to [0049]; fig. 2 to 5 (Family: none)	1-2, 8-9 3-7
Y	WO 2012/107987 A1 (Mitsubishi Electric Corp.), 16 August 2012 (16.08.2012), paragraph [0016]; fig. 5 & US 2013/0305760 A1 & EP 2674694 A1	1-2, 8-9

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

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

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

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

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

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

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

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

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

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

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
08 June 2015 (08.06.15)

Date of mailing of the international search report
16 June 2015 (16.06.15)

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

Authorized officer

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02P6/08(2006.01)i, H02P27/08(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02P6/08, 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	1971-2015年
日本国実用新案登録公報	1996-2015年
日本国登録実用新案公報	1994-2015年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
Y A	JP 2007-159185 A（日本精工株式会社）2007.06.21, 請求項1, 段落0026-0049, 図2-5（ファミリーなし）	1-2, 8-9 3-7
Y	WO 2012/107987 A1（三菱電機株式会社）2012.08.16, 段落0016, 図5 & US 2013/0305760 A1 & EP 2674694 A1	1-2, 8-9

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

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

08.06.2015

国際調査報告の発送日

16.06.2015

国際調査機関の名称及びあて先

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

特許庁審査官（権限のある職員）

高橋 祐介

3V

3027

電話番号 03-3581-1101 内線 3357