

(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
2019年8月1日(01.08.2019)



(10) 国際公開番号

WO 2019/146437 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 7/48 (2007.01) *H02P 27/06* (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2019/000815
- (22) 国際出願日: 2019年1月15日(15.01.2019)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2018-010721 2018年1月25日(25.01.2018) JP
特願 2018-169641 2018年9月11日(11.09.2018) JP
- (71) 出願人: 株式会社豊田自動織機 (KABUSHIKI KAISHA TOYOTA JIDOSHOKKI) [JP/JP]; 〒4488671 愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地 Aichi (JP).
- (72) 発明者: 山根和貴(YAMANE Kazuki); 〒4488671 愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地 株

式会社豊田自動織機内 Aichi (JP). 名和政道(NAWA Masamichi); 〒4488671 愛知県刈谷市豊田町2丁目1番地 株式会社豊田自動織機内 Aichi (JP).

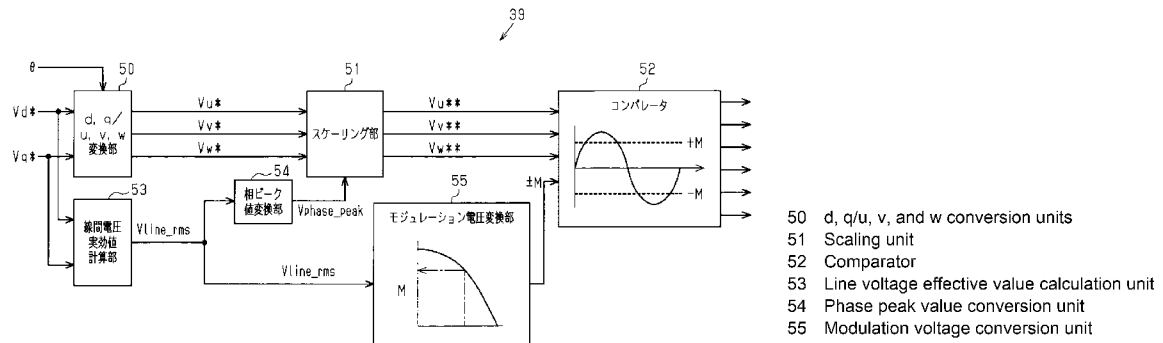
(74) 代理人: 佐藤 努, 外 (SATO Tsutomu et al.); 〒4480858 愛知県刈谷市若松町一丁目9番地 名鉄刈谷ビル5F 株式会社サンスター内 Aichi (JP).

(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, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT,

(54) Title: INVERTER DEVICE

(54) 発明の名称: インバータ装置

[図2]



(57) **Abstract:** Provided is an inverter device which exhibits excellent tracking performance in the event of load variation. The inverter device is provided with: an inverter circuit (20); d, q/u, v, and w conversion units (50); a line voltage effective value calculation unit (53); a modulation voltage conversion unit (55) which converts a line voltage effective value obtained by the line voltage effective value calculation unit (53) into a modulation voltage for each control period; and a comparator (52) which compares signals having waveforms corresponding to voltage command values for the u, v, and w phases with the modulation voltage at control periods, and outputs a pulse pattern for an upper-arm switching element and a pulse pattern for a lower-arm switching element of the inverter circuit (20).

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))

(57) 要約: 負荷が変動した場合に追従性に優れたインバータ装置を提供する。インバータ回路(20)と、 d , q/u , v , w 変換部(50)と、線間電圧実効値計算部(53)と、線間電圧実効値計算部(53)において変換した線間電圧実効値をモジュレーション電圧に制御周期毎に変換するモジュレーション電圧変換部(55)と、 u , v , w 相の電圧指令値に対応する波形の信号とモジュレーション電圧とを制御周期で比較してインバータ回路(20)における上アーム用スイッチング素子のパルスパターン及び下アーム用スイッチング素子のパルスパターンを出力するコンパレータ(52)と、を備えている。

明 細 書

発明の名称： インバータ装置

技術分野

[0001] 本発明は、インバータ装置に関するものである。

背景技術

[0002] インバータ装置はインバータ回路を備え、インバータ回路は正負の母線間において u 、 v 、 w の相毎の上下のアームを構成するスイッチング素子を有する。インバータ回路の出力の制御として矩形波駆動（１パルス駆動とも言う）が用いられており、角度情報をもとに u 、 v 、 w 相の上アーム用スイッチング素子のパルスパターン及び下アーム用スイッチング素子のパルスパターンが決定される。相電圧と上下アーム用スイッチング素子のパルスパターンの関係としては、電気角 2π [rad] に対して、 $0 \sim \pi$ [rad] では相電圧として $+E$ （ E ：直流電源電圧）が出力されるよう u 相の上アーム用スイッチング素子がオンされ、 $\pi \sim 2\pi$ [rad] では相電圧として $-E$ が出力されるよう u 相の下アーム用スイッチング素子がオンされ、 v 、 w 相も同様に u 相に対して $\pm 2/3\pi$ ズレた角度でパルスパターンが生成される。また、特許文献１等の開示のように、矩形波制御の際に電力変換回路の出力電圧の変調率を可変とすべく、高電位側スイッチング素子および低電位側スイッチング素子の双方をオフ操作する期間であるデッドタイム期間の時間間隔を可変設定することも行われている。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献１：特開２０１２－９５４１２号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] ところで、デッドタイム期間の時間間隔を図１８（ａ）に示すように短くしたり図１８（ｂ）に示すように長く設定すると、負荷が変動した場合に追

従性が劣る。

本発明の目的は、負荷が変動した場合に追従性に優れたインバータ装置を提供することにある。

課題を解決するための手段

[0005] 請求項 1 に記載の発明では、正負の母線間において u 、 v 、 w の相毎の上下のアームを構成するスイッチング素子を有し、前記スイッチング素子のスイッチング動作に伴い直流電圧を交流電圧に変換してモータに供給するインバータ回路と、角度情報と d 、 q 軸電圧指令値に基づいて u 、 v 、 w 相の電圧指令値に対応する波形の信号を生成する信号生成手段と、 d 、 q 軸電圧指令値をモータの線間電圧実効値に変換する第 1 変換手段と、前記第 1 変換手段において変換した線間電圧実効値をモジュレーション電圧に制御周期毎に変換する第 2 変換手段と、前記信号生成手段において生成した u 、 v 、 w 相の電圧指令値に対応する波形の信号と前記第 2 変換手段において変換したモジュレーション電圧とを制御周期で比較して前記インバータ回路における上アーム用スイッチング素子のパルスパターン及び下アーム用スイッチング素子のパルスパターンを出力する比較手段と、を備えたことを要旨とする。

[0006] 請求項 1 に記載の発明によれば、信号生成手段により、角度情報と d 、 q 軸電圧指令値に基づいて u 、 v 、 w 相の電圧指令値に対応する波形の信号が生成される。第 1 変換手段により、 d 、 q 軸電圧指令値がモータの線間電圧実効値に変換される。第 2 変換手段により、第 1 変換手段において変換した線間電圧実効値がモジュレーション電圧に制御周期毎に変換される。比較手段により、信号生成手段において生成した u 、 v 、 w 相の電圧指令値に対応する波形の信号と第 2 変換手段において変換したモジュレーション電圧とが制御周期で比較されてインバータ回路における上アーム用スイッチング素子のパルスパターン及び下アーム用スイッチング素子のパルスパターンが出力される。よって、 d 、 q 軸電圧指令値から変換された線間電圧実効値をモジュレーション電圧に制御周期毎に変換して制御周期で比較しているので、負荷が変動した場合に追従性に優れたものとなる。

[0007] 請求項 2 に記載のように、請求項 1 に記載のインバータ装置において、前記信号生成手段は、角度情報に基づいて d 、 q 軸電圧指令値を u 、 v 、 w 相の電圧指令値に変換する手段と、 u 、 v 、 w 相の電圧指令値を線間電圧実効値のピーク値で $-1 \sim +1$ にスケーリングする手段と、を有し、前記第 2 変換手段は、 $\pm$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧に変換し、前記比較手段は、線間電圧実効値のピーク値で $-1 \sim +1$ にスケーリングした u 、 v 、 w 相の電圧指令値と、 $\pm$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧とを比較して、スケーリングした u 、 v 、 w 相の電圧指令値と $+$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧の大小の比較結果を上アーム用スイッチング素子のパルスパターンとして出力するとともに、スケーリングした u 、 v 、 w 相の電圧指令値と $-$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧の大小の比較結果を下アーム用スイッチング素子のパルスパターンとして出力するとよい。

[0008] 請求項 3 に記載のように、請求項 1 に記載のインバータ装置において、前記信号生成手段は、角度情報と d 、 q 軸電圧指令値から振幅が 1 の u 、 v 、 w 相の三角波を生成し、前記第 2 変換手段は、 $\pm$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧に変換し、前記比較手段は、前記生成した三角波と $\pm$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧とを比較して、生成した三角波と $+$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧の大小の比較結果を上アーム用スイッチング素子のパルスパターンとして出力するとともに、生成した三角波と $-$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧の大小の比較結果を下アーム用スイッチング素子のパルスパターンとして出力するとよい。

[0009] 請求項 4 に記載のように、請求項 1 に記載のインバータ装置において、前記信号生成手段は、角度情報と d 、 q 軸電圧指令値から振幅が 1 の u 、 v 、 w 相の正弦波を生成し、前記第 2 変換手段は、 $\pm$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧に変換し、前記比較手段は、前記生成した正弦波と $\pm$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧とを比較して、生成した正弦波と $+$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧の大小の比較結果を上アーム用スイッチング素子のパルスパターンとして出力するとともに、生成した正弦波と $-$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション

ン電圧の大小の比較結果を下アーム用スイッチング素子のパルスパターンとして出力するとよい。

[0010] 請求項5に記載のように、請求項2～4のいずれか1項に記載のインバータ装置において、前記第2変換手段は、線間電圧実効値から相電圧実効値に変換する線間電圧実効値／相電圧実効値変換部と、前記線間電圧実効値／相電圧実効値変換部による相電圧実効値と前記直流電圧とから数式により前記モジュレーション電圧を演算するモジュレーション電圧演算部と、を有するとよい。

発明の効果

[0011] 本発明によれば、負荷が変動した場合に追従性に優れたものにできる。

図面の簡単な説明

[0012] [図1]実施形態におけるインバータ装置の構成を示すブロック図。

[図2]第1の実施形態におけるd, q／u, v, w変換回路の構成を示すブロック図。

[図3]線間電圧実効値とモジュレーション電圧の関係を示す図。

[図4] (a), (b), (c)はコンパレータでの比較処理、スイッチング素子のパルスパターンを示す図。

[図5] (a), (b)は負荷一定時の波形を示す図。

[図6] (a), (b)は負荷変動時の波形を示す図。

[図7]第2の実施形態におけるd, q／u, v, w変換回路の構成を示すブロック図。

[図8]線間電圧実効値とモジュレーション電圧の関係を示す図。

[図9] (a), (b), (c)はコンパレータでの比較処理、スイッチング素子のパルスパターンを示す図。

[図10]第3の実施形態におけるd, q／u, v, w変換回路の構成を示すブロック図。

[図11]第4の実施形態におけるd, q／u, v, w変換回路の構成を示すブロック図。

[図12]第4の実施形態を説明するための波形図。

[図13](a), (b)は相電圧の係数を説明するための波形図。

[図14]第5の実施形態におけるd, q/u, v, w変換回路の構成を示すブロック図。

[図15]第5の実施形態を説明するための波形図。

[図16](a), (b)は電圧指令値の入力から線間電圧の出力までの波形を示す図。

[図17]インバータ回路の出力波形を示す図。

[図18](a), (b)は課題を説明するためのインバータ出力波形を示す図。

発明を実施するための形態

第1の実施形態

[0013] 以下、本発明を具体化した一実施形態を図面に従って説明する。

図1に示すように、インバータ装置10は、インバータ回路20とインバータ制御装置30を備えている。インバータ制御装置30は、ドライブ回路31と制御部32とを備えている。

[0014] インバータ回路20は、6つのスイッチング素子Q1～Q6と6つのダイオードD1～D6を有する。スイッチング素子Q1～Q6としてIGBTを用いている。正極母線Lpと負極母線Lnとの間に、u相上アームを構成するスイッチング素子Q1と、u相下アームを構成するスイッチング素子Q2が直列接続されている。正極母線Lpと負極母線Lnとの間に、v相上アームを構成するスイッチング素子Q3と、v相下アームを構成するスイッチング素子Q4が直列接続されている。正極母線Lpと負極母線Lnとの間に、w相上アームを構成するスイッチング素子Q5と、w相下アームを構成するスイッチング素子Q6が直列接続されている。スイッチング素子Q1～Q6にはダイオードD1～D6が逆並列接続されている。正極母線Lp、負極母線Lnには平滑コンデンサCを介して直流電源としてのバッテリーBが接続されている。

- [0015] スイッチング素子Q 1とスイッチング素子Q 2の間がモータ6 0のu相端子に接続されている。スイッチング素子Q 3とスイッチング素子Q 4の間がモータ6 0のv相端子に接続されている。スイッチング素子Q 5とスイッチング素子Q 6の間がモータ6 0のw相端子に接続されている。上下のアームを構成するスイッチング素子Q 1～Q 6を有するインバータ回路2 0は、スイッチング素子Q 1～Q 6のスイッチング動作に伴いバッテリーBの電圧である直流電圧を交流電圧に変換してモータ6 0に供給することができるようになっている。モータ6 0は車両駆動用モータである。
- [0016] 各スイッチング素子Q 1～Q 6のゲート端子にはドライブ回路3 1が接続されている。ドライブ回路3 1は、制御信号であるパルスパターンに基づいてインバータ回路2 0のスイッチング素子Q 1～Q 6をスイッチング動作させる。
- [0017] モータ6 0に位置検出部6 1が設けられ、位置検出部6 1によりモータ6 0の回転位置としての電気角 θ が検出される。電流センサ6 2によりモータ6 0のu相電流 I_u が検出される。また、電流センサ6 3によりモータ6 0のv相電流 I_v が検出される。
- [0018] 制御部3 2はマイクロコンピュータにより構成され、制御部3 2は、減算部3 3と、トルク制御部3 4、トルク／電流指令値変換部3 5と、減算部3 6、3 7と、電流制御部3 8と、 $d, q / u, v, w$ 変換回路3 9と、座標変換部4 0と、速度演算部4 1を備えている。マイクロコンピュータにより構成された制御部3 2における制御周期は、マイクロコンピュータのサンプリング周期であり、 u, v, w 相の電圧指令値 $V_{u**}, V_{v**}, V_{w**}$ （図5（a）参照）の1周期に対し最低でも $1 / 10$ 程度短い。
- [0019] 速度演算部4 1は、位置検出部6 1により検出される電気角 θ から速度 ω を演算する。減算部3 3は、指令速度 ω^* と速度演算部4 1により演算された速度 ω との差分 $\Delta\omega$ を算出する。トルク制御部3 4は、速度 ω の差分 $\Delta\omega$ からトルク指令値 T^* を演算する。
- [0020] トルク／電流指令値変換部3 5は、トルク指令値 T^* を、 d 軸電流指令値

I_d^* および q 軸電流指令値 I_q^* に変換する。例えば、トルク／電流指令値変換部35は、記憶部（図示略）に予め記憶される目標トルクと d 軸電流指令値 I_d^* および q 軸電流指令値 I_q^* とが対応付けられたテーブルを用いてトルク／電流指令値変換を行う。

[0021] 座標変換部40は、電流センサ62, 63による u 相電流 I_u および v 相電流 I_v からモータ60の w 相電流 I_w を求め、位置検出部61により検出される電気角 θ に基づいて、 u 相電流 I_u 、 v 相電流 I_v および w 相電流 I_w を d 軸電流 I_d および q 軸電流 I_q に変換する。なお、 d 軸電流 I_d はモータ60に流れる電流において、界磁を発生させるための電流ベクトル成分であり、 q 軸電流 I_q はモータ60に流れる電流において、トルクを発生させるための電流ベクトル成分である。

[0022] 減算部36は、 d 軸電流指令値 I_d^* と d 軸電流 I_d との差分 ΔI_d を算出する。減算部37は、 q 軸電流指令値 I_q^* と q 軸電流 I_q との差分 ΔI_q を算出する。電流制御部38は、差分 ΔI_d および差分 ΔI_q に基づいて d 軸電圧指令値 V_d^* および q 軸電圧指令値 V_q^* を算出する。

[0023] $d, q / u, v, w$ 変換回路39は、角度情報である電気角 θ と d 軸電圧指令値 V_d^* と q 軸電圧指令値 V_q^* を入力して各相の上下アーム用のスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_6$ のパルスパターンをドライブ回路31に出力する。つまり、位置検出部61により検出される電気角 θ に基づいて、 d 軸電圧指令値 V_d^* および q 軸電圧指令値 V_q^* からインバータ回路20の各スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_6$ をオン、オフさせるためのパルスパターンを出力する。即ち、 $d, q / u, v, w$ 変換回路39は、モータ60に流れる u, v, w の各相の電流 I_u, I_v, I_w に基づいてモータ60における d 軸電流と q 軸電流が目標値となるようにモータ60の電流経路に設けられたスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_6$ を制御する。

[0024] $d, q / u, v, w$ 変換回路39は、図2に示す構成となっている。図2において、 $d, q / u, v, w$ 変換回路39は、 $d, q / u, v, w$ 変換部50とスケーリング部51とコンパレータ52と線間電圧実効値計算部53

と相ピーク値変換部54とモジュレーション電圧変換部55とを有する。

[0025] d, q / u, v, w変換部50は、角度情報（ロータの位置）である電気角 θ に基づいてd, q軸電圧指令値 V_d^* , V_q^* を、u, v, w相の電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* に座標変換する。

[0026] 線間電圧実効値計算部53は、d, q軸電圧指令値 V_d^* , V_q^* を、モータの線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ に変換する。詳しくは、 $V_{line-rms} = \sqrt{(V_d^{*2} + V_q^{*2})}$ にて算出する。

[0027] 相ピーク値変換部54は、線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ のu, v, w相のピーク値 $V_{phase-peak}$ を算出する。詳しくは、 $V_{phase-peak} = V_{line-rms} \times \sqrt{2} / \sqrt{3}$ にて算出する。

[0028] スケーリング部51は、u, v, w相の電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* を、線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ のu, v, w相のピーク値 $V_{phase-peak}$ で $-1 \sim +1$ にスケーリングする。スケーリングされたu, v, w相の電圧指令値 V_{uu}^{**} , V_{vv}^{**} , V_{ww}^{**} はコンパレータ52に入力される。

[0029] このように、信号生成手段としてのd, q / u, v, w変換部50及びスケーリング部51により、電気角 θ とd, q軸電圧指令値 V_d^* , V_q^* に基づいてu, v, w相の電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* に対応する波形（正弦波）の信号が生成される。

[0030] モジュレーション電圧変換部55は、図3に示すマップを用いて線間電圧実効値計算部53で変換した線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ をモジュレーション電圧Mに変換する。図3において、横軸に線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ をとり、縦軸にモジュレーション電圧Mをとっている。特性線L1は、事前に算出されたデータであり、このデータはマップデータであり、他にもテーブルデータ、近似式等でも構わない。このモジュレーション電圧Mがパルスパターンのパルス幅を決定する要素となる。モジュレーション電圧Mはプラスの値とマイナスの値の両方がコンパレータ52に入力される。つまり、モジュレーション電圧変換部55は、±の0～1のモジュレーショ

ン電圧に変換する。

[0031] モジュレーション電圧変換部55におけるモジュレーション電圧Mの変換は、制御周期毎、即ち、電圧指令値 V_{u**} 、 V_{v**} 、 V_{w**} の1周期に対し最低でも1/10程度短い周期で行われる（図5（a）、図6（a）参照）。

[0032] 比較手段としてのコンパレータ52は、図4（a）に示すように、 d 、 q ／ u 、 v 、 w 変換部50において生成した u 、 v 、 w 相の電圧指令値 V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*} に対応する波形（正弦波）の信号と、モジュレーション電圧変換部55において変換したモジュレーション電圧Mとを比較する。そして、コンパレータ52は、インバータ回路20における上アーム用スイッチング素子 Q_1 、 Q_3 、 Q_5 のパルスパターン及び下アーム用スイッチング素子 Q_2 、 Q_4 、 Q_6 のパルスパターンを出力する。

[0033] 詳しくは、コンパレータ52は、線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ の相ピーク値 $V_{phase-peak}$ で $-1 \sim +1$ にスケーリングした u 相の電圧指令値 V_{u**} と、 $\pm$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧Mとを比較する。そして、コンパレータ52は、スケーリングした u 相の電圧指令値 V_{u**} と $+$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧Mの大小の比較結果を、図4（b）に示すように、上アーム用スイッチング素子 Q_1 のパルスパターンとして出力する。また、コンパレータ52は、スケーリングした u 相の電圧指令値 V_{u**} と $-$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧Mの大小の比較結果を、図4（c）に示すように、下アーム用スイッチング素子 Q_2 のパルスパターンとして出力する。

[0034] 同様に、線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ の相ピーク値 $V_{phase-peak}$ で $-1 \sim +1$ にスケーリングした v 相の電圧指令値 V_{v**} と、 $\pm$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧Mとを比較する。そして、コンパレータ52は、スケーリングした v 相の電圧指令値 V_{v**} と $+$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧Mの大小の比較結果を、上アーム用スイッチング素子 Q_3 のパルスパターンとして出力する。また、コンパレータ52は、スケーリングし

た v 相の電圧指令値 V_v^{**} と $-$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧 M の大小の比較結果を、下アーム用スイッチング素子 Q_4 のパルスパターンとして出力する。

[0035] また、線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ の相ピーク値 $V_{phase-peak}$ で $-1 \sim +1$ にスケーリングした w 相の電圧指令値 V_w^{**} と、 $\pm$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧 M とを比較する。そして、コンパレータ 52 は、スケーリングした w 相の電圧指令値 V_w^{**} と $+$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧 M の大小の比較結果を、上アーム用スイッチング素子 Q_5 のパルスパターンとして出力する。また、コンパレータ 52 は、スケーリングした w 相の電圧指令値 V_w^{**} と $-$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧 M の大小の比較結果を、下アーム用スイッチング素子 Q_6 のパルスパターンとして出力する。

[0036] コンパレータ 52 における電圧指令値 V_u^{**} 、 V_v^{**} 、 V_w^{**} とモジュレーション電圧 $\pm M$ との比較は、制御周期、即ち、電圧指令値 V_u^{**} 、 V_v^{**} 、 V_w^{**} の 1 周期に対し最低でも $1/10$ 程度短い周期で行われる（図 $5(a)$ 、 (b) 、図 $6(a)$ 、 (b) 参照）。

[0037] 次に、インバータ装置 10 の作用について説明する。

図 2 において、パルス生成アルゴリズムとして、入力は電気角 θ 、 d 、 q 軸電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* であり、出力は各相上下アーム用スイッチング素子のパルスパターンである。

[0038] 図 2 において d 、 q 軸電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* が d 、 q/u 、 v 、 w 変換部 50 により座標変換されて u 、 v 、 w 相の電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* にされる。その後、スケーリング部 51 により u 、 v 、 w 相のピーク値でスケーリングされる。このとき、 u 、 v 、 w 相の電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* が $-1 \sim 1$ にスケーリングされる。

[0039] 一方、線間電圧実効値計算部 53 において、 d 、 q 軸電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* がモータの線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ に換算される。その線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ はモジュレーション電圧変換部 55 において

事前に算出したデータをもとにモジュレーション電圧 M に変換される。

[0040] コンパレータ52は、入力された u 相の電圧指令値 V_{u**} と $\pm M$ の値を比較する。上アーム用のスイッチング素子 $Q1$ のパルスパターンは電圧指令値 V_{u**} と $+M$ との値の比較で算出される。下アーム用のスイッチング素子 $Q2$ のパルスパターンは電圧指令値 V_{u**} と $-M$ との値の比較で算出される。

[0041] v , w 相については u 相の電圧指令値から $\pm 2/3\pi$ ズレた指令値をそれぞれ持つのでその指令値と $\pm M$ との比較を行う。

次に、図5(a), (b)及び図6(a), (b)を用いてパルス幅が変わる一例についてのシミュレーション結果を示す。

[0042] 図5(a), (b)は負荷一定の場合であり、図6(a), (b)は負荷変動が有る場合である。

図5(a)及び図6(a)において、 u 相の電圧指令値 V_{u**} 、 $\pm$ のモジュレーション電圧 M を示す。図5(b)及び図6(b)において、 u 相上アーム用のスイッチング素子 $Q1$ のパルスパターン及び u 相下アーム用のスイッチング素子 $Q2$ のパルスパターンを示す。

[0043] 図5(a)及び図6(a)において、 d , q 軸電圧指令値に応じた u 相の電圧指令値 V_{u**} は制御周期(計算周期)で離散化されているため階段状に変化している。

図5(a)に示すように負荷一定の場合は電圧指令値 V_{u**} がほぼ正弦波となり、モジュレーション電圧 M も一定値となる。これにより、図5(b)に示すようにスイッチング素子 $Q1$ のパルス幅 $W1$ およびスイッチング素子 $Q2$ のパルス幅 $W2$ がほぼ一定となる。

[0044] 図6(a)に示すように負荷変動時には、負荷変動により電圧指令値 V_{u**} が変動している。また、モジュレーション電圧 M も変動する。これにより、図6(b)に示すようにスイッチング素子 $Q1$ のパルス幅が $W10$, $W11$, $W12$, $W13$ 、スイッチング素子 $Q2$ のパルス幅が $W20$, $W21$, $W22$ となり変動する。パルス幅 $W10$, $W11$, $W12$, $W13$ につい

て、場合によっては図6（b）においてP1，P2で示すようにパルスが分割されることもある。

[0045] 詳しく説明する。

制御周期毎にモジュレーション電圧Mを計算し、その時々電圧指令実効値に応じた電圧を出力するようパルス幅を制御している。つまり、回転数やトルクの変動に合わせてパルス幅を制御する。この場合、図6（b）においてP1，P2で示すごとく必ずしも電流1周期に1パルスとは限らない。

[0046] 例として、図6（a），（b）で示したように、負荷が変動、即ち、急に負荷が低下した時を記述する。

モータから出力するトルクと負荷のトルクとの差が回転に寄与するトルクであり、モータから出力するトルクと負荷のトルクとの差が大きくなると回転速度が大きくなる。ゆえに、本実施形態では、制御周期毎に制御ループを回しモジュレーション電圧Mを計算しているので、負荷が低下したことによるトルク過剰で回転数増加を検知し回転数を下げようと電圧指令値を低く出力する。その結果、パルスがオフになる（オフ期間が短くなる、若しくは、0となる）こともあり得る。さらに、今度は電圧を減らしすぎると回転数が低下し、それを検知し回転数を上げようと電圧指令値を高く出力する。その結果、再びパルスがオンになることもあり得る。つまり、必ずしも電流1周期に1パルスとはならず、回転数やトルクの変動に対応できる。

[0047] これに対して従来方式のように電流1周期に1パルスの場合には上記のような対応はできない。

矩形波駆動では各アームのスイッチング素子はスイッチングを電気角 2π 中に1回しか行わない。つまり、矩形波駆動では、スイッチング回数を減らせるので、スイッチング損失を低減できるとともにインバータ装置が出力できる最大電圧を出力することができる。その反面、出力したい電圧を制御することが困難である。つまり、単なる矩形波駆動では、フィードバック制御が困難であり、使用領域が限定される。

[0048] 本実施形態では、スイッチング損失を最小にできる矩形波駆動を維持しつ

つ調整できることにより、電気角 θ とd軸電圧指令値 V_d^* とq軸電圧指令値 V_q^* とをフィードバックしてフィードバック制御を可能とすることで矩形波駆動範囲が拡大する。

[0049] 図16(a)に示すように、算出した電圧指令値（線間電圧実効値 V_{rms} ）に応じて図16(b)に示すように、パルス幅を調整する。また、調整されたパルスパターンでスイッチングを行えば、モータの線間電圧には上下パルスで形成された線間電圧が印加される。つまり、図16(a)に示す指令値から算出した線間電圧実効値と、一致する線間電圧実効値を有する上下パルスが形成される。言い換えれば、電圧指令値と出力電圧が一致する。そのため、フィードバック制御が可能となる。つまり、本実施形態では、相電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* から実効値が一致するパルス電圧に変換しており、キャリア信号に指令電圧（正弦波）を使用してロータの回転数により周期が変化して原則どの回転数でも上下1発のパルス駆動となる。

[0050] 図18(a)、(b)に示すように、特許文献1での出力パルスは、電気角で $\pi/2$ 及び $3/2\pi$ を基準として対称なパルスである。

このようにデッドタイムで調整する場合には左右対称のパルスパターンとなり負荷が変動した場合に追従性が劣る。

[0051] これに対し本実施形態では、制御周期毎に電圧指令値に応じたモジュレーション電圧 M を生成し、これにより図17に示すようにパルス幅はその時々に変えることができる。このとき、電気角で $\pi/2$ 及び $3/2\pi$ を基準として対称なパルスとなることもあるが電気角で $\pi/2$ 及び $3/2\pi$ を基準として非対称なパルスとなる。また、場合によってはパルスが分割する、即ち、パルス数が増えるときもある。このようにして負荷が変動した場合の追従性に優れたものとなる。

[0052] 上記実施形態によれば、以下のような効果を得ることができる。

(1) インバータ装置10の構成として、正負の母線間において u 、 v 、 w の相毎の上下のアームを構成するスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_6$ を有し、スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_6$ のスイッチング動作に伴い直流電圧を交流電圧に

変換してモータに供給するインバータ回路20を備える。信号生成手段としての $d, q/u, v, w$ 変換部50、スケーリング部51を備え、信号生成手段($d, q/u, v, w$ 変換部50、スケーリング部51)は、角度情報としての電気角 θ と d, q 軸電圧指令値 V_d^*, V_q^* に基づいて u, v, w 相の電圧指令値 V_u^*, V_v^*, V_w^* に対応する波形(正弦波)の信号を生成する。 d, q 軸電圧指令値 V_d^*, V_q^* をモータの線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ に変換する第1変換手段としての線間電圧実効値計算部53を備える。線間電圧実効値計算部53において変換した線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ をモジュレーション電圧 M に制御周期毎に変換する第2変換手段としてのモジュレーション電圧変換部55を備える。信号生成手段としての $d, q/u, v, w$ 変換部50、スケーリング部51において生成した u, v, w 相の電圧指令値 V_u^*, V_v^*, V_w^* に対応する波形(正弦波)の信号とモジュレーション電圧変換部55において変換したモジュレーション電圧 M とを制御周期で比較する比較手段としてのコンパレータ52を備える。比較手段としてのコンパレータ52は、インバータ回路20における上アーム用スイッチング素子 Q_1, Q_3, Q_5 のパルスパターン及び下アーム用スイッチング素子 Q_2, Q_4, Q_6 のパルスパターンを出力する。

[0053] よって、 d, q 軸電圧指令値 V_d^*, V_q^* から変換された線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ をモジュレーション電圧 M に制御周期毎に変換して制御周期で比較しているので、負荷が変動した場合に追従性に優れたものとなる。つまり、モジュレーション電圧 M を制御周期毎に d, q 軸電圧指令値 V_d^*, V_q^* に応じたものとしているので負荷変動時の追従性に優れたものとなる。

[0054] (2) 信号生成手段(50, 51)は、角度情報としての電気角 θ に基づいて d, q 軸電圧指令値 V_d^*, V_q^* を u, v, w 相の電圧指令値 V_u^*, V_v^*, V_w^* に変換する手段としての $d, q/u, v, w$ 変換部50と、 u, v, w 相の電圧指令値 V_u^*, V_v^*, V_w^* を線間電圧実効値のピーク値で $-1 \sim +1$ にスケーリングする手段としてのスケーリング部51と

、を有する。第2変換手段としてのモジュレーション電圧変換部55は、±の0～1のモジュレーション電圧に変換する。比較手段としてのコンパレータ52は、線間電圧実効値のピーク値 $V_{phase-peak}$ で-1～+1にスケーリングした u 、 v 、 w 相の電圧指令値 V_{u**} 、 V_{v**} 、 V_{w**} と、±の0～1のモジュレーション電圧 M とを比較する。そして、コンパレータ52は、スケーリングした u 、 v 、 w 相の電圧指令値 V_{u**} 、 V_{v**} 、 V_{w**} と+の0～1のモジュレーション電圧 M の大小の比較結果を上アーム用スイッチング素子 Q_1 、 Q_3 、 Q_5 のパルスパターンとして出力する。また、コンパレータ52は、スケーリングした u 、 v 、 w 相の電圧指令値 V_{u**} 、 V_{v**} 、 V_{w**} と-の0～1のモジュレーション電圧 M の大小の比較結果を下アーム用スイッチング素子 Q_2 、 Q_4 、 Q_6 のパルスパターンとして出力する。よって、実用的である。

第2の実施形態

[0055] 次に、第2の実施形態を、第1の実施形態との相違点を中心に説明する。

図2に代わり本実施形態では図7に示す構成としている。

[0056] 図7において、入力 d 、 q 軸電圧指令値 V_{d*} 、 V_{q*} 及び角度情報（ロータの位置）としての電気角 θ であり、出力は各相上下アーム用のスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_6$ のパルスパターンである。

[0057] 本実施形態の d 、 q/u 、 v 、 w 変換回路39は、三角波生成部70と、コンパレータ71と、線間電圧実効値計算部72と、モジュレーション電圧変換部73と、を備える。三角波生成部70は、角度情報としての電気角 θ と d 、 q 軸電圧指令値 V_{d*} 、 V_{q*} から u 、 v 、 w 相の三角波を生成する。三角波の位相、即ち、電気角 θ との位相差は電気角位相（ θ ）と電圧位相 δ （ V_{d*} 、 V_{q*} から計算される）から計算する。三角波の振幅は1とする。三角波の周波数は回転数（電気角 θ の時間的变化割合）に応じて変化する。電流1周期に対して三角波1周期である。三角波はコンパレータ71に

[0058] 線間電圧実効値計算部72は、 d 、 q 軸電圧指令値 V_{d*} 、 V_{q*} を、モ

ータの線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ に換算する。詳しくは、 $V_{line-rms} = \sqrt{(V_d^*^2 + V_q^*^2)}$ にて算出する。モジュレーション電圧変換部 73 は、図 8 に示すマップを用いて線間電圧実効値を事前に算出したデータをもとにモジュレーション電圧 M に変換する。図 8 において、横軸に線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ をとり、縦軸にモジュレーション電圧 M をとっている。特性線 L_2 は、事前に算出されたデータであり、このデータはマップデータであり、他にもテーブルデータ、近似式等でも構わない。このモジュレーション電圧がパルス幅を決定する要素となる。図 9 (a) に示すように、モジュレーション電圧 M はプラスの値とマイナスの値の両方がコンパレータ 71 に入力される。

[0059] コンパレータ 71 は図 9 (a) に示すように、入力された三角波と $\pm M$ の値を比較する。そして、コンパレータ 71 は、図 9 (b) に示すように、 u 相の上アーム用のスイッチング素子 Q_1 のパルスパターンを三角波と $+M$ との値の比較で算出する。また、コンパレータ 71 は、図 9 (c) に示すように、 u 相の下アーム用のスイッチング素子 Q_2 のパルスパターンを三角波と $-M$ との値の比較で算出する。同様に、コンパレータ 71 は、入力された三角波と $\pm M$ の値を比較して、 v 相の上アーム用のスイッチング素子 Q_3 のパルスパターンを三角波と $+M$ との値の比較で算出し、 v 相の下アーム用のスイッチング素子 Q_4 のパルスパターンを三角波と $-M$ との値の比較で算出する。また、コンパレータ 71 は、入力された三角波と $\pm M$ の値を比較して、 w 相の上アーム用のスイッチング素子 Q_5 のパルスパターンを三角波と $+M$ との値の比較で算出し、 w 相の下アーム用のスイッチング素子 Q_6 のパルスパターンを三角波と $-M$ との値の比較で算出する。このように、 v 、 w 相については三角波の位相が u 相三角波位相と比べて $\pm 2/3\pi$ 遅れているので各相三角波と $\pm M$ との比較を行う。

[0060] このようにして、インバータ回路 20 と、角度情報としての電気角 θ と d 、 q 軸電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* に基づいて u 、 v 、 w 相の電圧指令値に対応する波形（三角波）の信号を生成する信号生成手段としての三角波生成部

70と、 d 、 q 軸電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* をモータの線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ に変換する第1変換手段としての線間電圧実効値計算部72と、線間電圧実効値計算部72において変換した線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ をモジュレーション電圧 M に制御周期毎に変換する第2変換手段としてのモジュレーション電圧変換部73と、三角波生成部70において生成した u 、 v 、 w 相の電圧指令値に対応する波形（三角波）の信号とモジュレーション電圧変換部73において変換したモジュレーション電圧 M とを制御周期で比較してインバータ回路20における上アーム用スイッチング素子 Q_1 、 Q_3 、 Q_5 のパルスパターン及び下アーム用スイッチング素子 Q_2 、 Q_4 、 Q_6 のパルスパターンを出力する比較手段としてのコンパレータ71とを備える。

[0061] 詳しくは、信号生成手段としての三角波生成部70は、角度情報としての電気角 θ と d 、 q 軸電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* から振幅が1の u 、 v 、 w 相の三角波を生成する。第2変換手段としてのモジュレーション電圧変換部73は、±の0～1のモジュレーション電圧 M に変換する。比較手段としてのコンパレータ71は、生成した三角波と±の0～1のモジュレーション電圧 M とを比較して、生成した三角波と+の0～1のモジュレーション電圧 M の大小の比較結果を上アーム用スイッチング素子 Q_1 、 Q_3 、 Q_5 のパルスパターンとして出力するとともに、生成した三角波と-の0～1のモジュレーション電圧 M の大小の比較結果を下アーム用スイッチング素子 Q_2 、 Q_4 、 Q_6 のパルスパターンとして出力する。

第3の実施形態

[0062] 次に、第3の実施形態を、第2の実施形態との相違点を中心に説明する。

図7に代わり本実施形態では図10に示す構成としている。

[0063] 図10において、入力 d 、 q 軸電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* 及び角度情報（ロータの位置）としての電気角 θ であり、出力は各相上下アーム用のスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_6$ のパルスパターンである。

[0064] 本実施形態の d 、 $q \rightarrow u, v, w$ 変換回路39は、正弦波生成部80と、

コンパレータ 81 と、線間電圧実効値計算部 82 と、モジュレーション電圧変換部 83 と、を備える。正弦波生成部 80 は、角度情報としての電気角 θ と d 、 q 軸電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* から u 、 v 、 w 相の正弦波を生成する。正弦波の位相、即ち、電気角 θ との位相差は電気角位相 (θ) と電圧位相 δ (V_d^* 、 V_q^* から計算される) から計算する。正弦波の振幅は 1 とする。正弦波の周波数は回転数 (電気角 θ の時間的変化割合) に応じて変化する。電流 1 周期に対して正弦波 1 周期である。正弦波はコンパレータ 81 に入力される。

[0065] 線間電圧実効値計算部 82 は、 d 、 q 軸電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* を、モータの線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ に換算する。詳しくは、 $V_{line-rms} = \sqrt{(V_d^*)^2 + (V_q^*)^2}$ にて算出する。

[0066] モジュレーション電圧変換部 83 は、図 3 に示すマップを用いて線間電圧実効値を事前に算出したデータをもとにモジュレーション電圧 M に変換する。図 3 において、横軸に線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ をとり、縦軸にモジュレーション電圧 M をとっている。特性線 L_2 は、事前に算出されたデータであり、このデータはマップデータであり、他にもテーブルデータ、近似式等でも構わない。このモジュレーション電圧がパルス幅を決定する要素となる。モジュレーション電圧 M はプラスの値とマイナスの値の両方がコンパレータ 81 に入力される。

[0067] コンパレータ 81 は、入力された正弦波と $\pm M$ の値を比較する。そして、コンパレータ 81 は、 u 相の上アーム用のスイッチング素子 Q_1 のパルスパターンを正弦波と $+M$ との値の比較で算出する。また、コンパレータ 81 は、 u 相の下アーム用のスイッチング素子 Q_2 のパルスパターンを正弦波と $-M$ との値の比較で算出する。同様に、コンパレータ 81 は、入力された正弦波と $\pm M$ の値を比較して、 v 相の上アーム用のスイッチング素子 Q_3 のパルスパターンを正弦波と $+M$ との値の比較で算出し、 v 相の下アーム用のスイッチング素子 Q_4 のパルスパターンを正弦波と $-M$ との値の比較で算出する。また、コンパレータ 81 は、入力された正弦波と $\pm M$ の値を比較して、 w

相の上アーム用のスイッチング素子Q 5 のパルスパターンを正弦波と+Mとの値の比較で算出し、w相の下アーム用のスイッチング素子Q 6 のパルスパターンを正弦波と-Mとの値の比較で算出する。このように、v, w相については正弦波の位相がu相正弦波位相と比べて $\pm 2/3\pi$ 遅れているので各相正弦波と $\pm M$ との比較を行う。

[0068] このように、信号生成手段としての正弦波生成部80は、角度情報としての電気角 θ とd, q軸電圧指令値 V_d^* , V_q^* から振幅が1のu, v, w相の正弦波を生成する。第2変換手段としてのモジュレーション電圧変換部83は、 $\pm$ の0~1のモジュレーション電圧Mに変換する。比較手段としてのコンパレータ81は、生成した正弦波と $\pm$ の0~1のモジュレーション電圧Mとを比較して、生成した正弦波と+の0~1のモジュレーション電圧Mの大小の比較結果を上アーム用スイッチング素子Q 1, Q 3, Q 5 のパルスパターンとして出力するとともに、生成した正弦波と-の0~1のモジュレーション電圧Mの大小の比較結果を下アーム用スイッチング素子Q 2, Q 4, Q 6 のパルスパターンとして出力する。

[0069] よって、第1の実施形態との比較において、本実施形態では制御周期（計算周期）での離散化について制御周期（計算周期）とは関係なくクロックの離散値となり、より細かい正弦波となる。

第4の実施形態

[0070] 次に、第4の実施形態を、第2の実施形態との相違点を中心に説明する。

図7に代わり本実施形態では図11に示す構成としている。

[0071] 図7のモジュレーション電圧変換部73においては図8に示すマップを用いており、図8の特性線L2は、事前に算出されたデータであり、このデータはマップデータ、テーブルデータ、近似式等であった。

[0072] 本実施形態では、図11に示すように、d, q/u, v, w変換回路39は、三角波生成部70と、コンパレータ71と、線間電圧実効値計算部72と、モジュレーション電圧変換部90と、を備える。モジュレーション電圧変換部90は、線間電圧実効値/相電圧実効値変換部90aと、モジュレー

ション電圧演算部 90b を有する。

[0073] 三角波生成部 70 は、角度情報としての電気角 θ と d, q 軸電圧指令値 V_d^* , V_q^* から u, v, w 相の三角波を生成する。三角波の位相、即ち、電気角 θ との位相差は電気角位相 (θ) と電圧位相 δ (V_d^* , V_q^* から計算される) から計算する。三角波の振幅は 1 とする。三角波の周波数は回転数 (電気角 θ の時間的変化割合) に応じて変化する。電流 1 周期に対して三角波 1 周期である。三角波はコンパレータ 71 に入力される。

[0074] 線間電圧実効値計算部 72 は、d, q 軸電圧指令値 V_d^* , V_q^* を、モータの線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ に換算する。詳しくは、 $V_{line-rms} = \sqrt{(V_d^*)^2 + (V_q^*)^2}$ にて算出する。

[0075] 線間電圧実効値／相電圧実効値変換部 90a は、次の式 (1) により、線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ から相電圧実効値 $V_{phase-rms}$ を演算する。

[0076] [数1]

$$V_{phase_rms} = V_{line_rms} \times \frac{1}{\sqrt{3}}$$

・・・ (1)

モジュレーション電圧演算部 90b は、次の式 (2) により、相電圧実効値 $V_{phase-rms}$ からモジュレーション電圧 M を演算する。

[0077] [数2]

$$M = 1 - \frac{9}{2} \left(\frac{V_{phase_rms}}{V_{dc}} \right)^2$$

・・・ (2)

ただし、 V_{dc} は、図 1 のバッテリー B の電圧 (直流電圧) であり、図 1 において仮想線で示すごとく電圧センサ 100 でバッテリー B の電圧 (直流電圧) V_{dc} を検出して d, q / u, v, w 変換回路 39 に電圧検出結果が送られるようになっている。

[0078] 式 (2) についてより詳しく説明する。

図12に示すように、 $0 \sim \pi$ でのデューティ100%とすると ($M=0$ のときには上限が0になるので) 実効値は次の式(3)のようになる。

[0079] [数3]

$$V_{\text{phase_rms}} = \frac{V_{\text{dc}}}{2} \times \sqrt{(1-M)}$$

・・・(3)

ここで、3相の関係から線間電圧実効値 $V_{\text{line-rms}}$ の上限 ($=\sqrt{(2)/3} \cdot V_{\text{dc}}$) を考慮すると、式(3)の係数は次の式(4)のようになる。

[0080] [数4]

$$V_{\text{phase_rms}} = \frac{\sqrt{2} \times V_{\text{dc}}}{3} \sqrt{(1-M)}$$

・・・(4)

この式(4)を変形すると、式(2)が得られる。

[0081] 相電圧の係数について言及する。

$M=0$ を考える。

図13(a)に示すように、u相電圧はオンまたはオフに張り付く。v相電圧、w相電圧はu相電圧の位相差 $\pm 120^\circ$ であり、相電圧実効値 $V_{\text{phase-rms}}$ は直流電圧 V_{dc} の半分 ($V_{\text{dc}}/2$) である。

[0082] このとき、線間電圧 V_{line} は以下のようになる(図13(b)参照)。

線間電圧実効値 $V_{\text{line-rms}}$ は、 $V_{\text{dc}} \cdot \sqrt{(2/3)}$ であり、これに変換係数の $1/\{\sqrt{(3)}\}$ を乗算することにより、 $V_{\text{line-rms}} = \sqrt{(2)/3} \cdot V_{\text{dc}}$ で求められる。

[0083] 相電圧のみを考えると、相電圧の出力範囲は $0 \sim V_{\text{dc}}/2$ である。しかし、本実施形態において線間電圧実効値 $V_{\text{line-rms}}$ から相電圧実効値 $V_{\text{phase-rms}}$ を算出する場合、相電圧実効値 $V_{\text{phase-rms}}$ の最大値は線間電圧実効値 $V_{\text{line-rms}}$ に依存して決まり、 $\sqrt{(2/3)}$

) $\div 3 \cdot V_{dc}$ である。即ち、電圧指令値から順に求めた相電圧実効値 $V_{phase-rms}$ が、 $\sqrt{2} \div 3 \cdot V_{dc}$ の場合、 $M=0$ を出力するようモジュレーション電圧 M と相電圧実効値 $V_{phase-rms}$ の式である式 (2) を用いている。

[0084] 式 (2) によるモジュレーション電圧 M がパルス幅を決定する要素となる。モジュレーション電圧 M はプラスの値とマイナスの値の両方がコンパレータ 71 に入力される。

コンパレータ 71 は、入力された三角波と $\pm M$ の値を比較する。そして、コンパレータ 71 は、 u 相の上アーム用のスイッチング素子 $Q1$ のパルスパターンを三角波と $+M$ との値の比較で算出する。また、コンパレータ 71 は、 u 相の下アーム用のスイッチング素子 $Q2$ のパルスパターンを三角波と $-M$ との値の比較で算出する。同様に、コンパレータ 71 は、入力された三角波と $\pm M$ の値を比較して、 v 相の上アーム用のスイッチング素子 $Q3$ のパルスパターンを三角波と $+M$ との値の比較で算出し、 v 相の下アーム用のスイッチング素子 $Q4$ のパルスパターンを三角波と $-M$ との値の比較で算出する。また、コンパレータ 71 は、入力された三角波と $\pm M$ の値を比較して、 w 相の上アーム用のスイッチング素子 $Q5$ のパルスパターンを三角波と $+M$ との値の比較で算出し、 w 相の下アーム用のスイッチング素子 $Q6$ のパルスパターンを三角波と $-M$ との値の比較で算出する。このように、 v 、 w 相については三角波の位相が u 相三角波位相と比べて $\pm 2/3\pi$ 遅れているので各相三角波と $\pm M$ との比較を行う。

[0085] このようにして本実施形態では、第2変換手段としてのモジュレーション電圧変換部 90 は、線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ から相電圧実効値 $V_{phase-rms}$ に変換する線間電圧実効値／相電圧実効値変換部 90a と、線間電圧実効値／相電圧実効値変換部 90a による相電圧実効値 $V_{phase-rms}$ と直流電圧 V_{dc} とから数式によりモジュレーション電圧 M を演算するモジュレーション電圧演算部 90b と、を有する。

[0086] このようにしてモジュレーション電圧 M を演算により算出することで、「

テーブルデータ、マップデータ、近似式」の格納容量、すなわちメモリ容量を低減することができる。また、計算の処理負荷が軽くなる。例えば、マップを用いる場合には補間処理が必要であるが数式を用いることにより処理負荷を軽くすることができる。

第5の実施形態

[0087] 次に、第5の実施形態を、第3の実施形態及び第4の実施形態との相違点を中心に説明する。

[0088] 図10に代わり本実施形態では図14に示す構成としている。

図2のモジュレーション電圧変換部55においては図3に示すマップを用いており、図3の特性線L1は、事前に算出されたデータであり、このデータはマップデータ、テーブルデータ、近似式等であった。

[0089] 本実施形態では、図2における第2変換手段としてのモジュレーション電圧変換部55を、図14に示すモジュレーション電圧変換部91で構成し、モジュレーション電圧変換部91は、線間電圧実効値／相電圧実効値変換部91aと、モジュレーション電圧演算部91bと、を有する構成としている。

[0090] 線間電圧実効値／相電圧実効値変換部91aは、前述の式(1)により、線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ から相電圧実効値 $V_{phase-rms}$ を演算する。

モジュレーション電圧演算部91bは、次の式(5)により、相電圧実効値 $V_{phase-rms}$ からモジュレーション電圧 M を演算する。

[0091] [数5]

$$M = \sin \left\{ \frac{\pi}{2} - \frac{9\pi}{4} \left(\frac{V_{phase_rms}}{V_{dc}} \right)^2 \right\}$$

・・・(5)

ただし、 V_{dc} は、図1のバッテリーBの電圧（直流電圧）であり、電圧センサ100でバッテリーBの電圧（直流電圧）を検出してd、q／u、v、w

変換回路 39 に電圧検出結果が送られるようになっている。

[0092] 式 (5) についてより詳しく説明する。

図 15 に示すように、実効値は、 $0 \sim \pi/2$ では $\pi/2 - \sin^{-1}(M)$ であり、 $0 \sim \pi$ では $\pi - 2 \sin^{-1}(M)$ なので、次の式 (6) のようになる。

[0093] [数6]

$$V_{\text{phase_rms}} = \frac{\sqrt{2} \times V_{\text{dc}}}{3} \sqrt{\frac{\pi - 2 \sin^{-1}(M)}{\pi}}$$

・・・ (6)

この式 (6) を変形すると、式 (5) が得られる。

[0094] このようにして本実施形態では、第 2 変換手段としてのモジュレーション電圧変換部 91 は、線間電圧実効値 $V_{\text{line-rms}}$ から相電圧実効値 $V_{\text{phase-rms}}$ に変換する線間電圧実効値／相電圧実効値変換部 91a と、線間電圧実効値／相電圧実効値変換部 91a による相電圧実効値 $V_{\text{phase-rms}}$ と直流電圧 V_{dc} とから数式によりモジュレーション電圧 M を演算するモジュレーション電圧演算部 91b と、を有する。

[0095] このようにしてモジュレーション電圧 M を演算により算出することで、「テーブルデータ、マップデータ、近似式」の格納容量、すなわちメモリ容量を低減することができる。また、計算の処理負荷が軽くなる。例えば、マップを用いる場合には補間処理が必要であるが数式を用いることにより処理負荷を軽くすることができる。

[0096] 実施形態は前記に限定されるものではなく、例えば、次のように具体化してもよい。

○ 第 4 及び第 5 の実施形態における直流電圧 V_{dc} は測定値であったが、定数で与えてもよい。つまり、バッテリー B の定格電圧（仕様電圧値）を用いてもよい。

[0097] ○ 第 1 の実施形態での図 2 においてモジュレーション電圧変換部 55 はマップを用いて線間電圧実効値 $V_{\text{line-rms}}$ をモジュレーション電圧

Mに変換した。これに代わり、第4、第5の実施形態で説明したように、第2変換手段としてのモジュレーション電圧変換部は、線間電圧実効値 $V_{line-rms}$ から相電圧実効値 $V_{phase-rms}$ に変換する線間電圧実効値／相電圧実効値変換部と、線間電圧実効値／相電圧実効値変換部による相電圧実効値 $V_{phase-rms}$ と直流電圧 V_{dc} とから数式によりモジュレーション電圧Mを演算するモジュレーション電圧演算部と、を有する構成としてもよい。このように、モジュレーション電圧Mを演算により算出することで、「テーブルデータ、マップデータ、近似式」の格納容量、すなわちメモリ容量を低減することができる。また、計算の処理負荷が軽くなる。例えば、マップを用いる場合には補間処理が必要であるが数式を用いることにより処理負荷を軽くすることができる。

- [0098] ○ インバータ回路20における6つのスイッチング素子Q1～Q6としてIGBTを用いたが、これに代わりパワーMOSFET等を用いてもよい。

符号の説明

- [0099] 10 インバータ装置
20 インバータ回路
50 d, q / u, v, w変換部
51 スケーリング部
52 コンバータ
53 線間電圧実効値計算部
54 相ピーク値変換部
55 モジュレーション電圧変換部
70 三角波生成部
71 コンパレータ
72 線間電圧実効値計算部
73 モジュレーション電圧変換部
80 正弦波生成部

8 1	コンパレータ
8 3	モジュレーション電圧変換部
9 0	モジュレーション電圧変換部
9 0 a	線間電圧実効値／相電圧実効値変換部
9 0 b	モジュレーション電圧演算部
9 1	モジュレーション電圧変換部
9 1 a	線間電圧実効値／相電圧実効値変換部
9 1 b	モジュレーション電圧演算部
L n	負極母線
L p	正極母線
Q 1	u相上アーム用スイッチング素子
Q 2	u相下アーム用スイッチング素子
Q 3	v相上アーム用スイッチング素子
Q 4	v相下アーム用スイッチング素子
Q 5	w相上アーム用スイッチング素子
Q 6	w相下アーム用スイッチング素子
V d *	d軸電圧指令値
V q *	q軸電圧指令値
V u **	電圧指令値
V v **	電圧指令値
V w **	電圧指令値
V d c	直流電圧
θ	電気角

請求の範囲

[請求項1] 正負の母線間において u 、 v 、 w の相毎の上下のアームを構成するスイッチング素子を有し、前記スイッチング素子のスイッチング動作に伴い直流電圧を交流電圧に変換してモータに供給するインバータ回路と、

角度情報と d 、 q 軸電圧指令値に基づいて u 、 v 、 w 相の電圧指令値に対応する波形の信号を生成する信号生成手段と、

d 、 q 軸電圧指令値をモータの線間電圧実効値に変換する第 1 変換手段と、

前記第 1 変換手段において変換した線間電圧実効値をモジュレーション電圧に制御周期毎に変換する第 2 変換手段と、

前記信号生成手段において生成した u 、 v 、 w 相の電圧指令値に対応する波形の信号と前記第 2 変換手段において変換したモジュレーション電圧とを制御周期で比較して前記インバータ回路における上アーム用スイッチング素子のパルスパターン及び下アーム用スイッチング素子のパルスパターンを出力する比較手段と、

を備えたことを特徴とするインバータ装置。

[請求項2] 前記信号生成手段は、角度情報に基づいて d 、 q 軸電圧指令値を u 、 v 、 w 相の電圧指令値に変換する手段と、 u 、 v 、 w 相の電圧指令値を線間電圧実効値のピーク値で $-1 \sim +1$ にスケールリングする手段と、を有し、

前記第 2 変換手段は、 $\pm$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧に変換し、

前記比較手段は、線間電圧実効値のピーク値で $-1 \sim +1$ にスケールリングした u 、 v 、 w 相の電圧指令値と、 $\pm$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧とを比較して、スケールリングした u 、 v 、 w 相の電圧指令値と $+$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧の大小の比較結果を上アーム用スイッチング素子のパルスパターンとして出力するとともに、スケール

リングした u , v , w 相の電圧指令値と $-$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧の大小の比較結果を下アーム用スイッチング素子のパルスパターンとして出力する

ことを特徴とする請求項 1 に記載のインバータ装置。

[請求項3] 前記信号生成手段は、角度情報と d , q 軸電圧指令値から振幅が 1 の u , v , w 相の三角波を生成し、

前記第 2 変換手段は、 $\pm$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧に変換し、

前記比較手段は、前記生成した三角波と $\pm$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧とを比較して、生成した三角波と $+$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧の大小の比較結果を上アーム用スイッチング素子のパルスパターンとして出力するとともに、生成した三角波と $-$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧の大小の比較結果を下アーム用スイッチング素子のパルスパターンとして出力する

ことを特徴とする請求項 1 に記載のインバータ装置。

[請求項4] 前記信号生成手段は、角度情報と d , q 軸電圧指令値から振幅が 1 の u , v , w 相の正弦波を生成し、

前記第 2 変換手段は、 $\pm$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧に変換し、

前記比較手段は、前記生成した正弦波と $\pm$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧とを比較して、生成した正弦波と $+$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧の大小の比較結果を上アーム用スイッチング素子のパルスパターンとして出力するとともに、生成した正弦波と $-$ の $0 \sim 1$ のモジュレーション電圧の大小の比較結果を下アーム用スイッチング素子のパルスパターンとして出力する

ことを特徴とする請求項 1 に記載のインバータ装置。

[請求項5] 前記第 2 変換手段は、

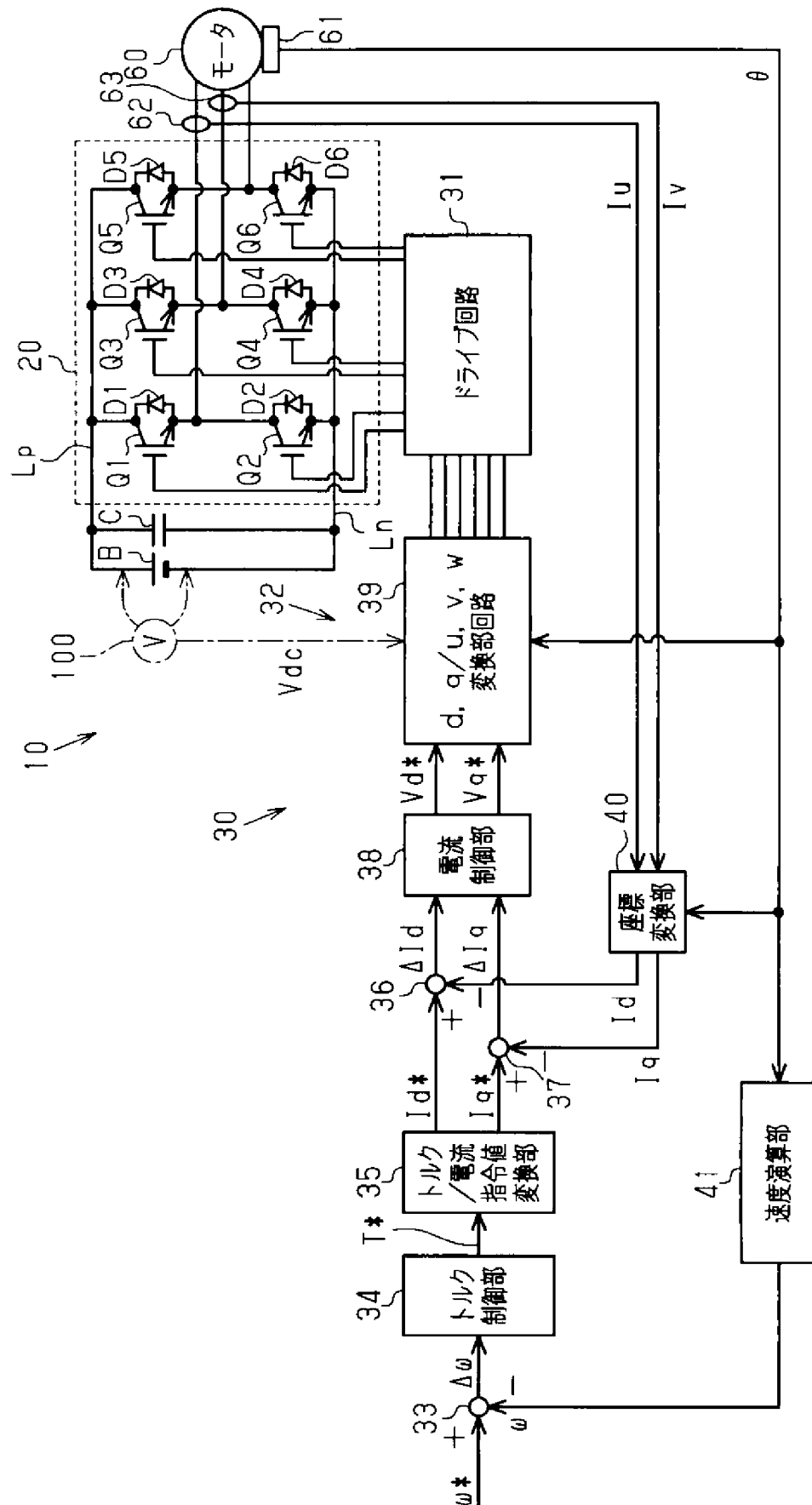
線間電圧実効値から相電圧実効値に変換する線間電圧実効値／相電

圧実効値変換部と、

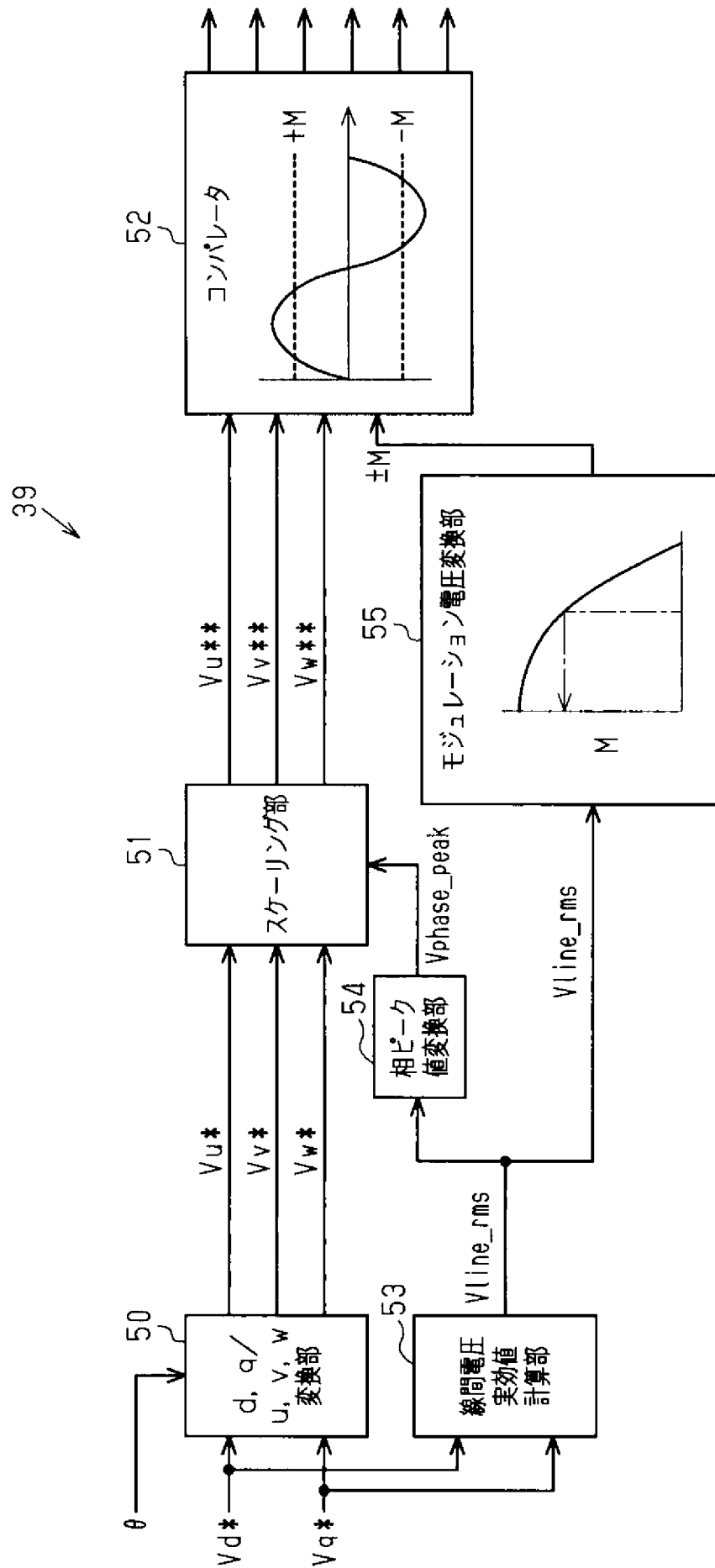
前記線間電圧実効値／相電圧実効値変換部による相電圧実効値と前記直流電圧とから数式により前記モジュレーション電圧を演算するモジュレーション電圧演算部と、

を有することを特徴とする請求項 2 ～ 4 のいずれか 1 項に記載のインバータ装置。

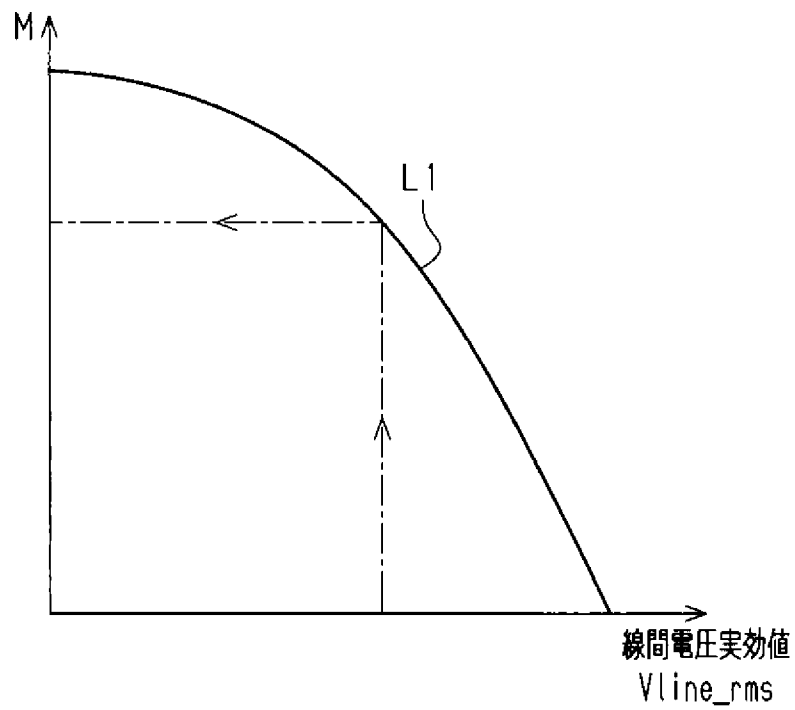
[図1]



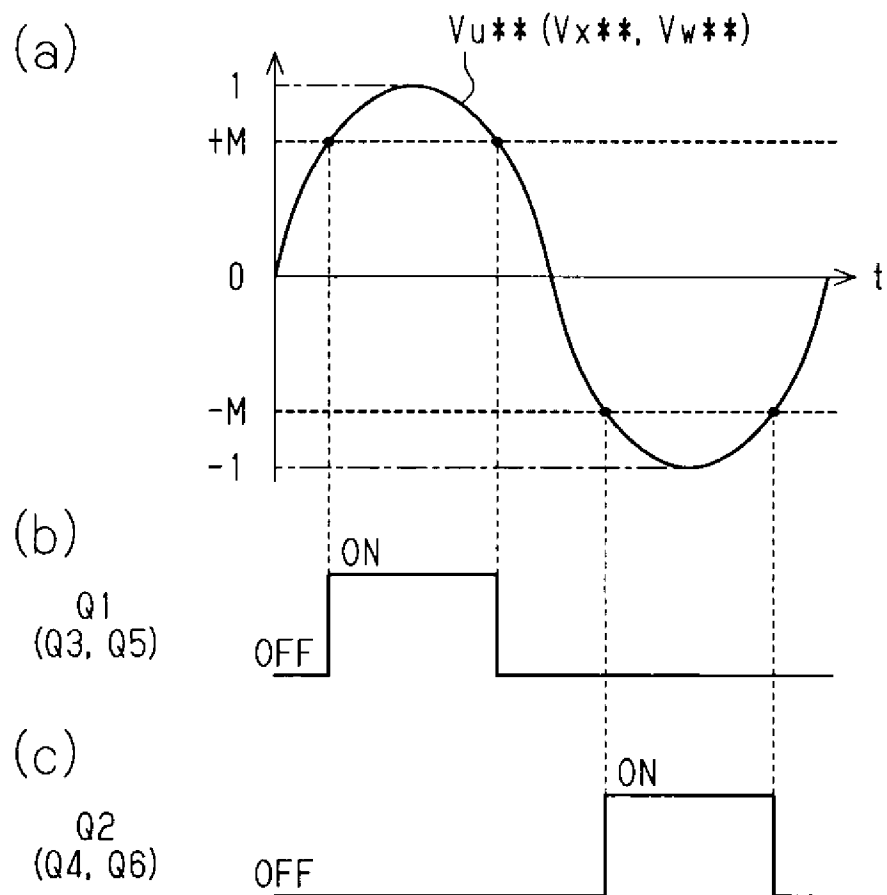
[図2]



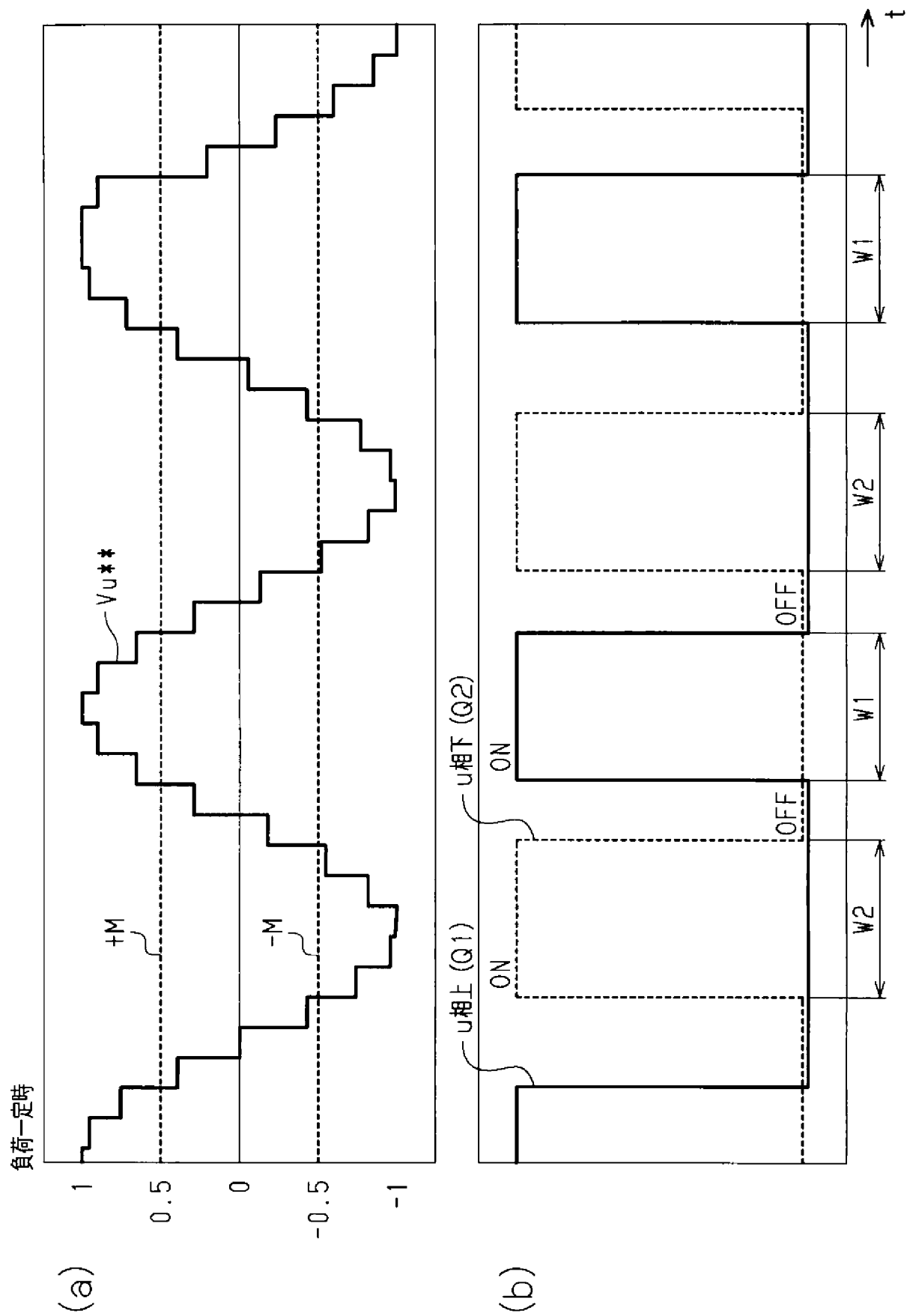
[図3]



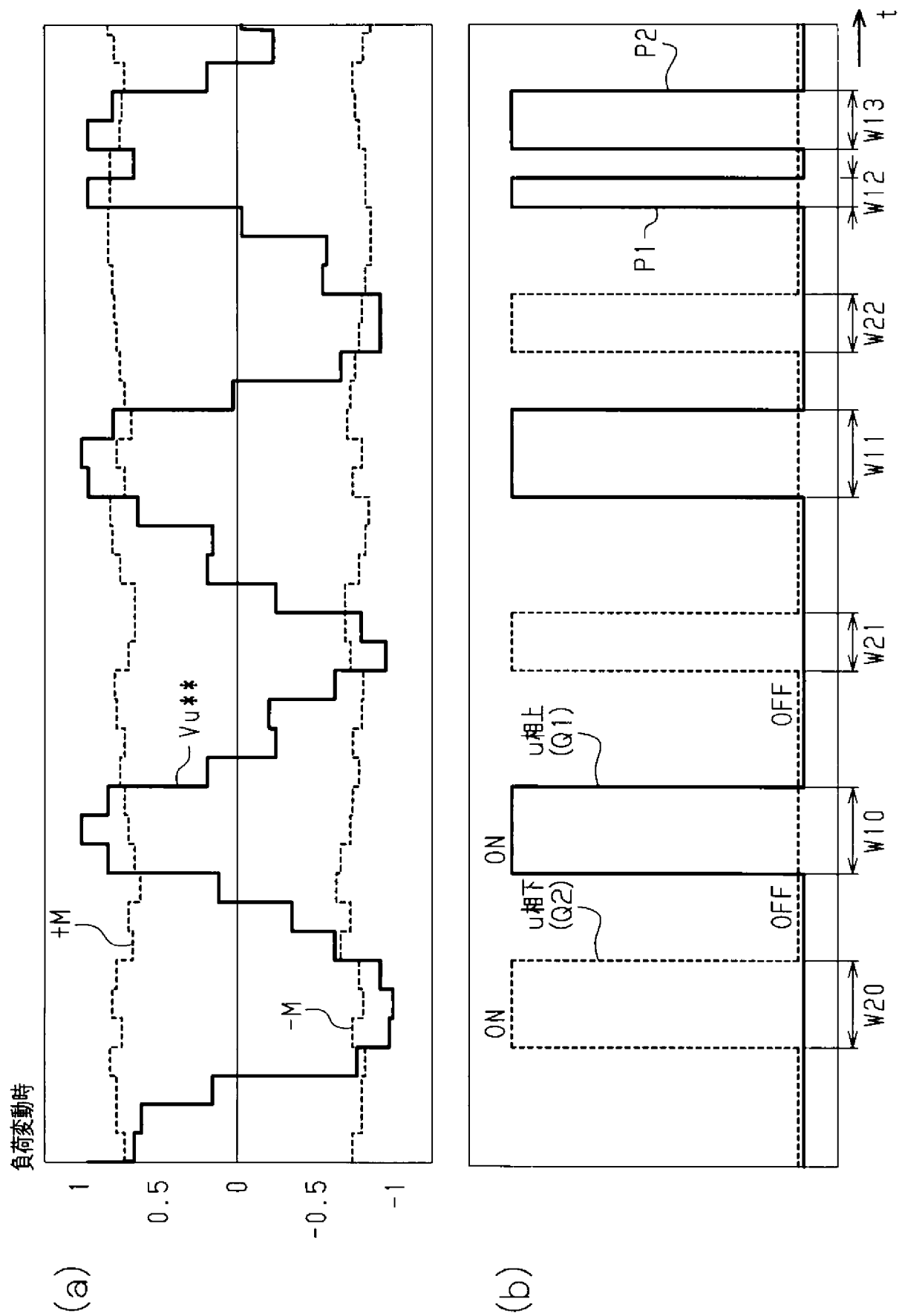
[図4]



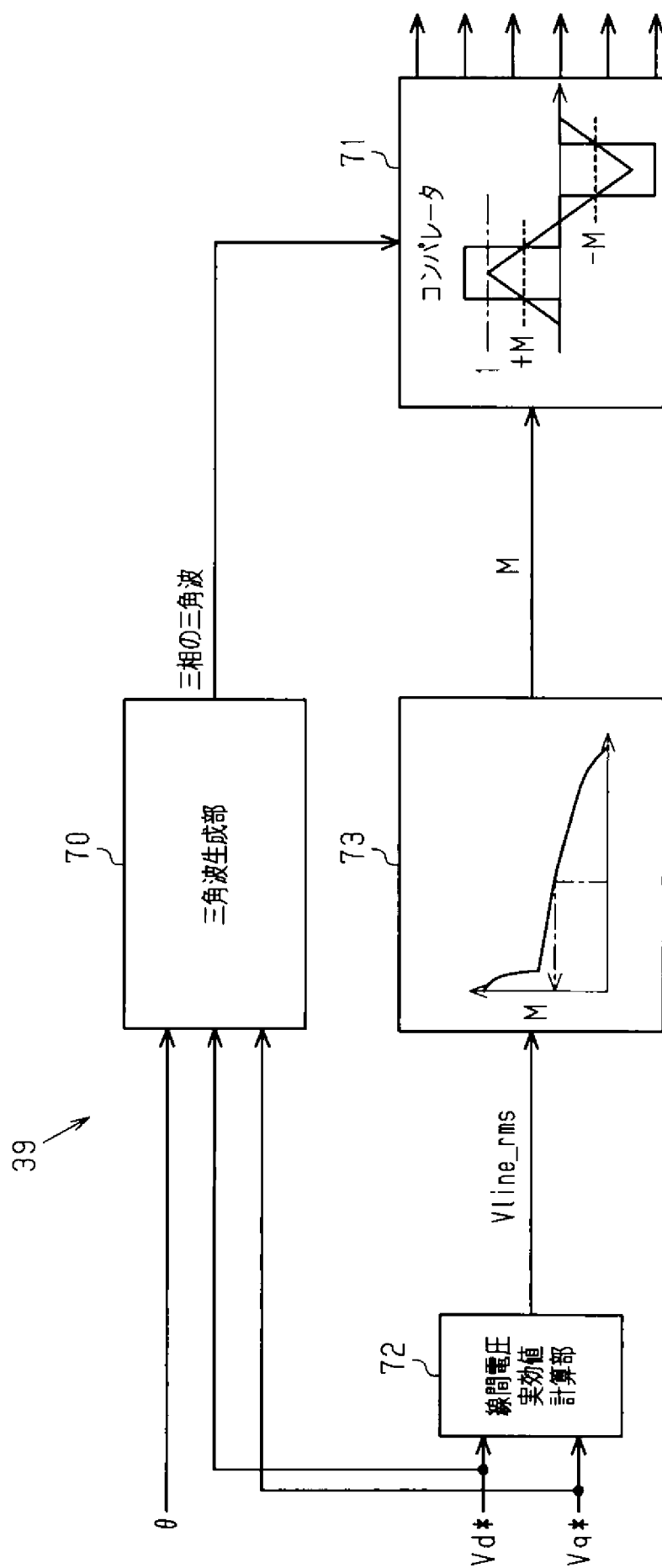
[図5]



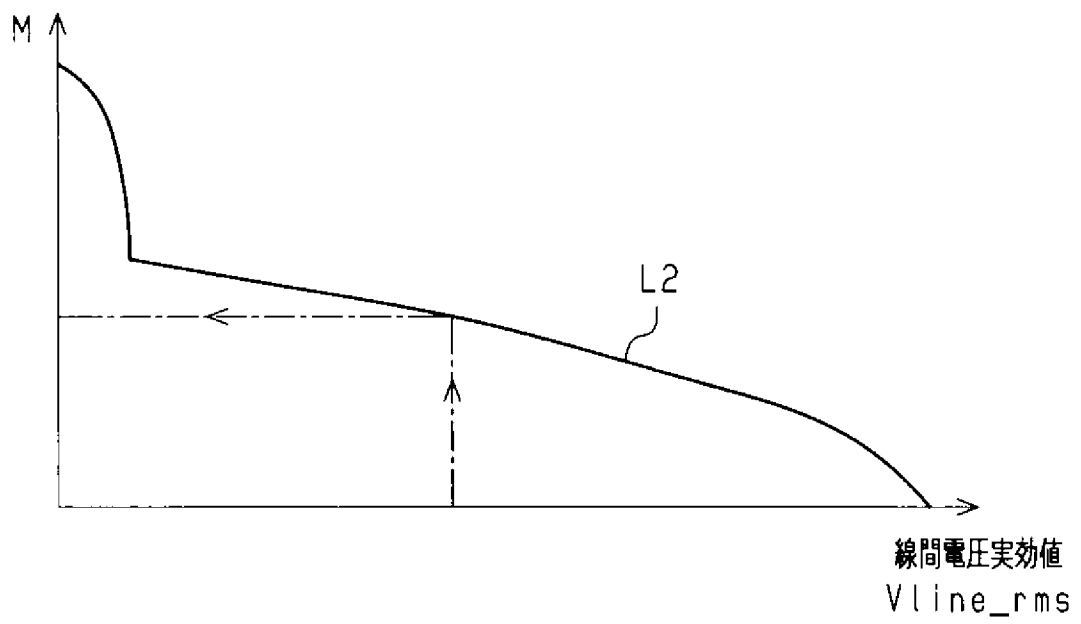
[図6]



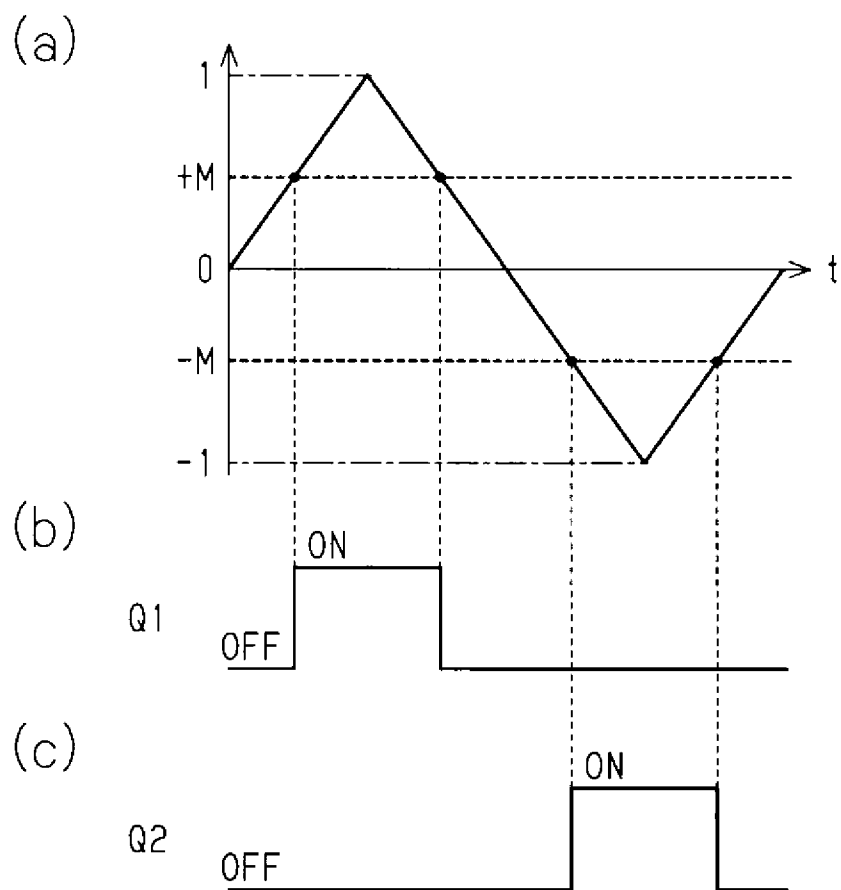
[図7]



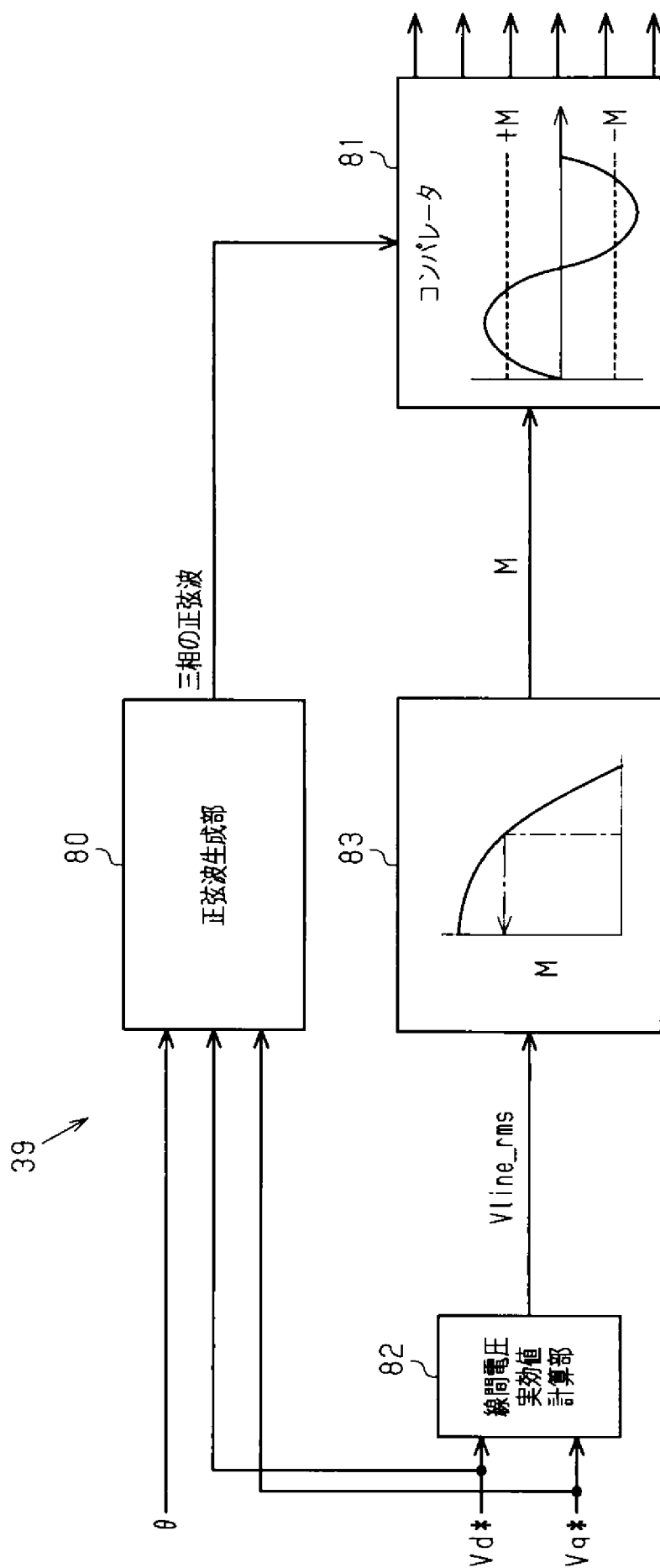
[図8]



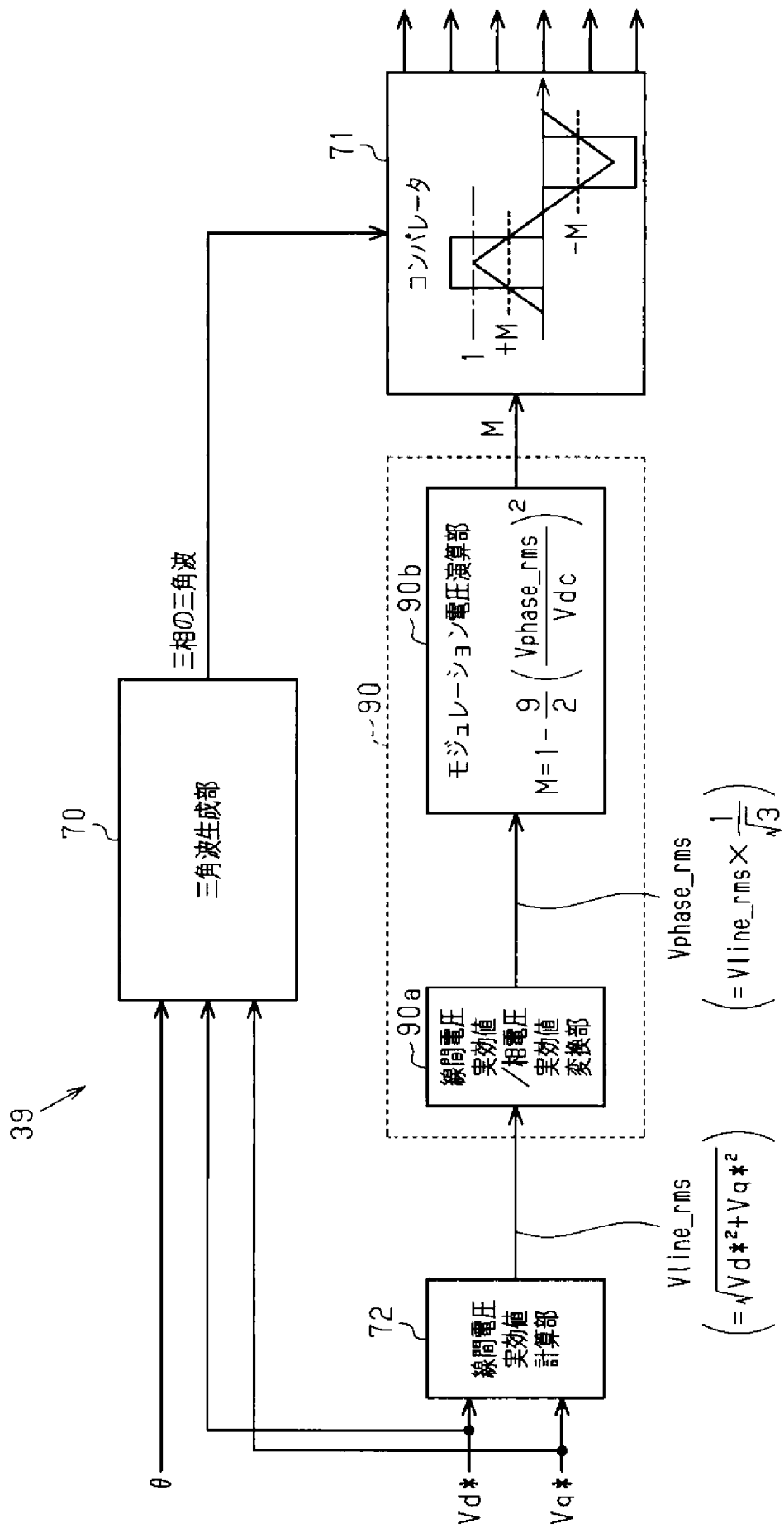
[図9]



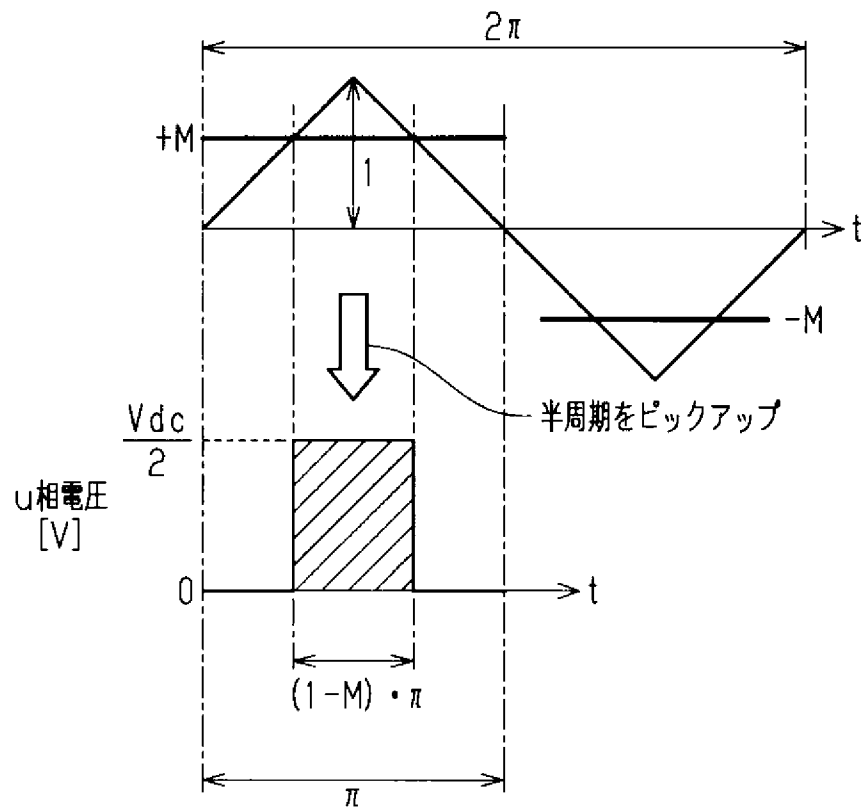
[図10]



[図11]

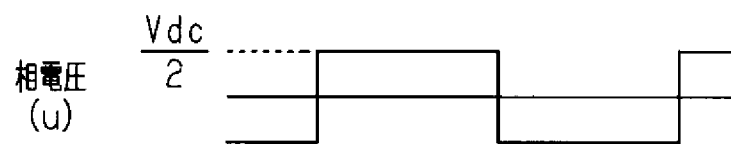


[図12]

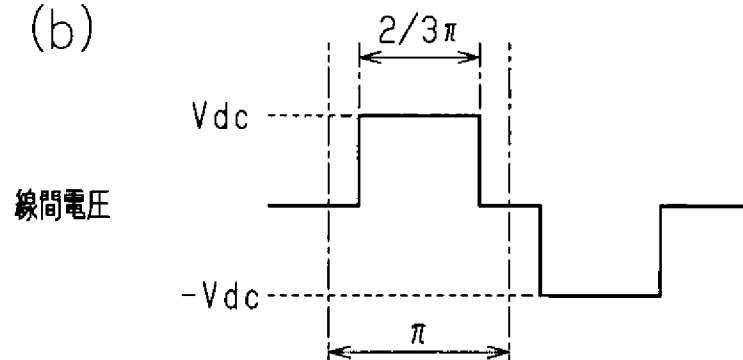


[図13]

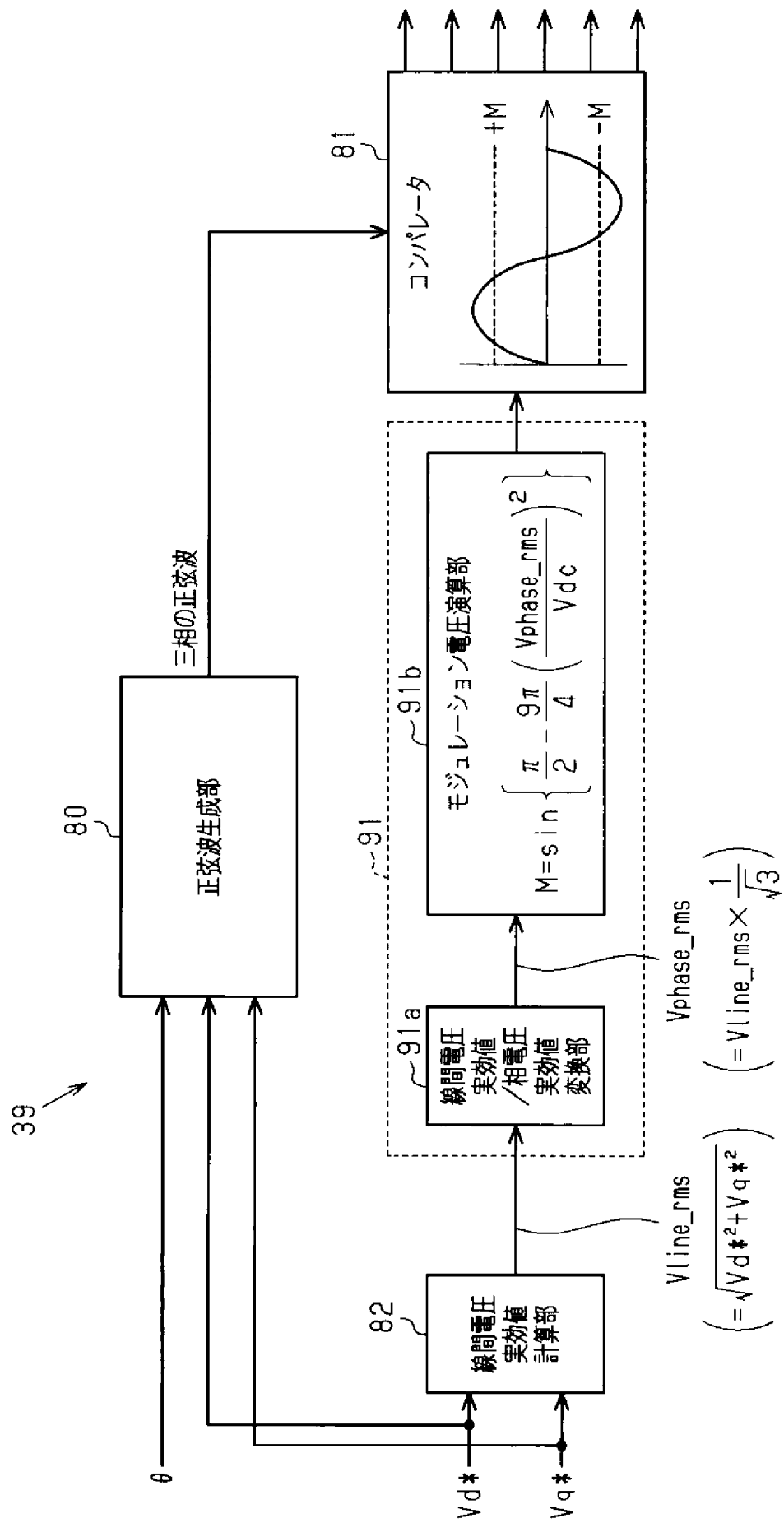
(a)



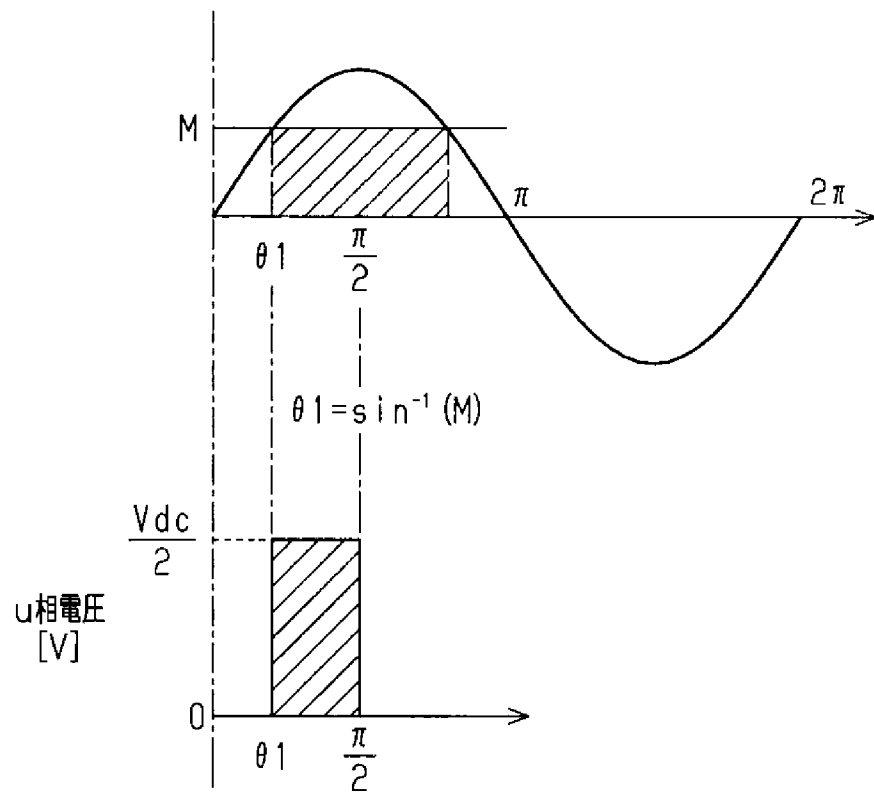
(b)



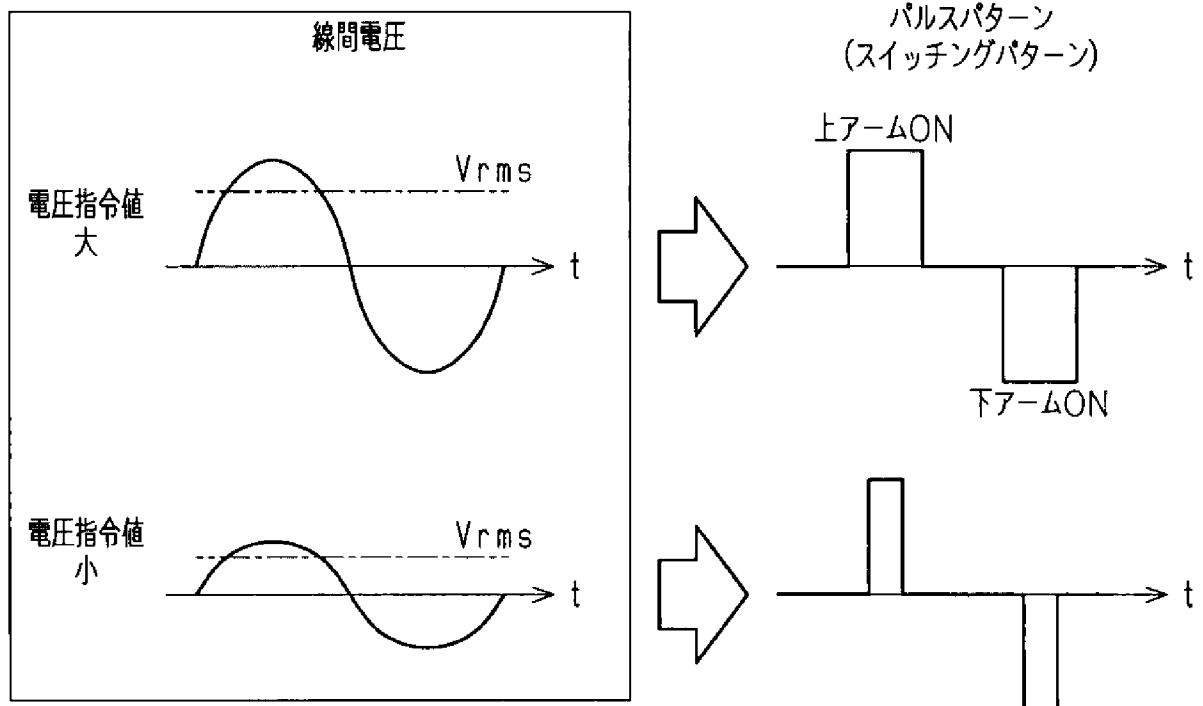
[図14]



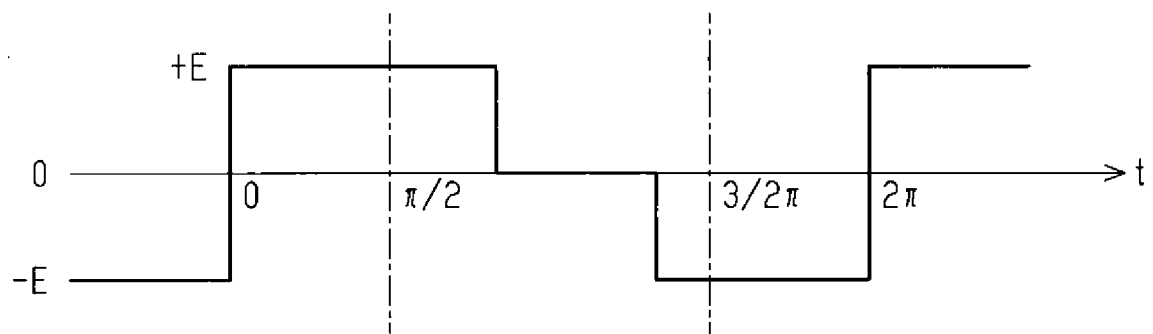
[図15]



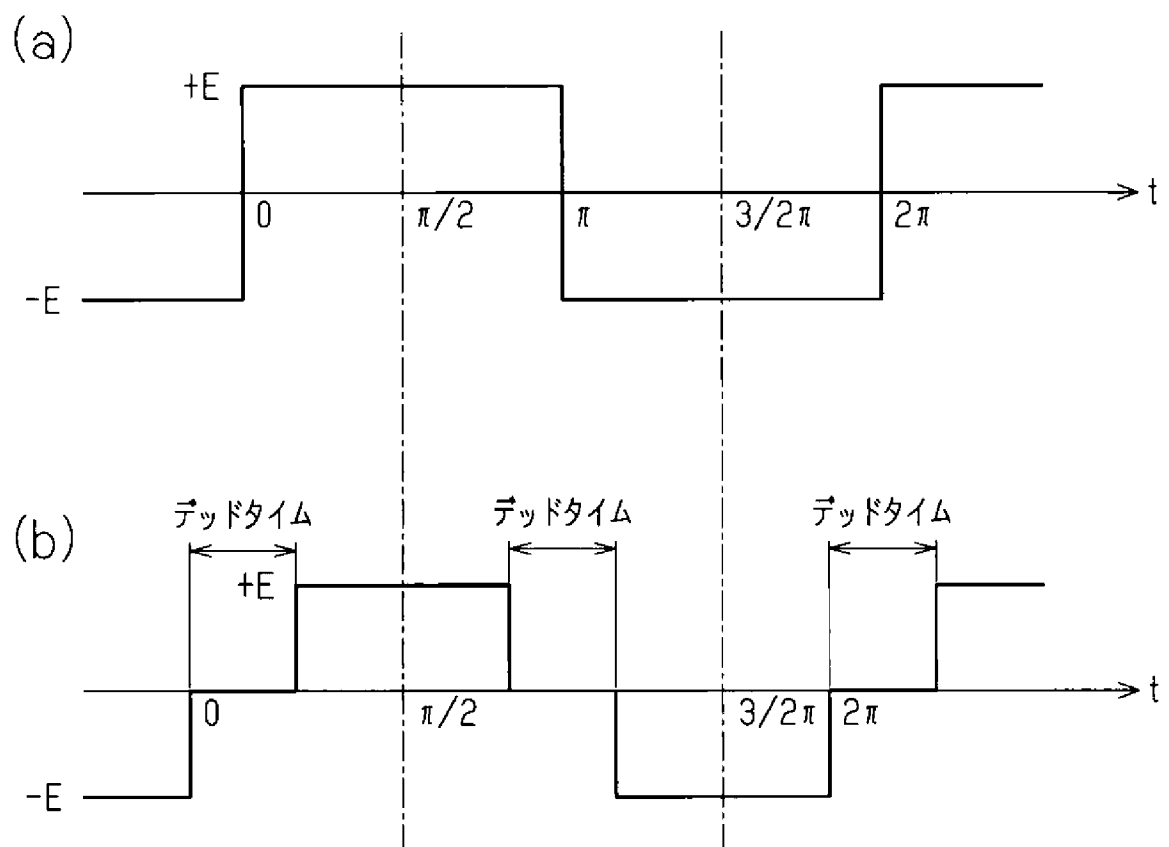
[図16]



[図17]



[図18]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2019/000815

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl. H02M7/48 (2007.01) i, H02P27/06 (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)

Int.Cl. H02M7/48, H02P27/06

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	1971-2019
Registered utility model specifications of Japan	1996-2019
Published registered utility model applications of Japan	1994-2019

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 2016-174490 A (TOSHIBA CORP.) 29 September 2016 (Family: none)	1-5
A	JP 2008-125335 A (TAMURA CORPORATION) 29 May 2008 (Family: none)	1-5
A	JP 2013-215044 A (FUJI ELECTRIC CO., LTD.) 17 October 2013 & US 2015/0042166 A1 & WO 2013/150572 A1 & EP 2835901 A1 & CN 104170232 A	1-5

☐ 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

"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

"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
28 February 2019 (28.02.2019)

Date of mailing of the international search report
12 March 2019 (12.03.2019)

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（IPC））

Int.Cl. H02M7/48(2007.01)i, H02P27/06(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（IPC））

Int.Cl. H02M7/48, H02P27/06

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	1971-2019年
日本国実用新案登録公報	1996-2019年
日本国登録実用新案公報	1994-2019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 2016-174490 A（株式会社東芝）2016.09.29, （ファミリーなし）	1-5
A	JP 2008-125335 A（株式会社タムラ製作所）2008.05.29, （ファミリーなし）	1-5
A	JP 2013-215044 A（富士電機株式会社）2013.10.17, & US 2015/0042166 A1 & WO 2013/150572 A1 & EP 2835901 A1 & CN 104170232 A	1-5

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

28.02.2019

国際調査報告の発送日

12.03.2019

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（ISA/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）

石坂 知樹

5G

5378

電話番号 03-3581-1101 内線 3526