

(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  
2025年1月23日(23.01.2025)

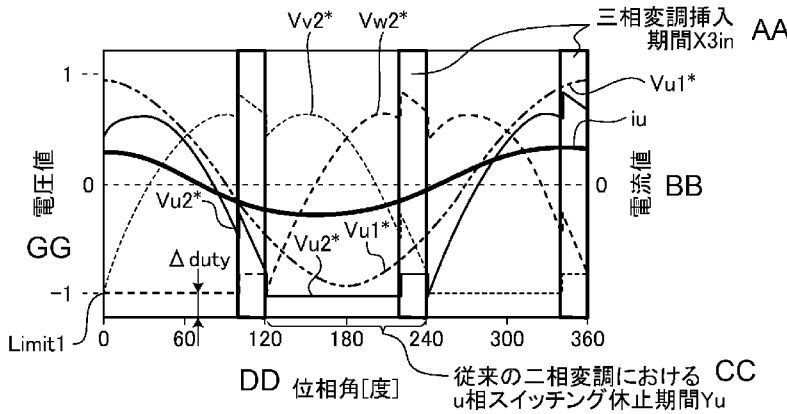


(10) 国際公開番号  
**WO 2025/017870 A1**

- (51) 国際特許分類:  
*H02M 7/48* (2007.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2023/026425
- (22) 国際出願日: 2023年7月19日(19.07.2023)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (71) 出願人:三菱電機株式会社(MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者: 小林 貴彦 (KOBAYASHI, Takahiko); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 山崎
- (74) 代理人:高村 順(TAKAMURA, Jun); 〒1000013 東京都千代田区霞が関3丁目8番1号 虎ノ門ダイビルイースト 弁理士法人酒井国際特許事務所 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,
- 尚徳(YAMASAKI, Hisanori); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 仲上 宏之(NAKAGAMI, Hiroyuki); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 大城 央(OSHIRO, Hisashi); 〒1055129 東京都港区浜松町二丁目4番1号 三菱電機ソフトウェア株式会社内 Tokyo (JP).

(54) Title: POWER CONVERSION DEVICE AND AIR-CONDITIONING DEVICE

(54) 発明の名称: 電力変換装置及び空気調和装置



- AA Three-phase modulation insertion period  
BB Electric current value  
CC u-phase switching-stopped period in conventional two-phase modulation  
DD Phase angle (degree)  
GG Voltage value

(57) Abstract: A power conversion device (100) comprises: an inverter (3) that converts DC power into AC power and supplies the AC power to a motor (5); and a control unit (4) that generates a switching signal for the switching elements (31a to 31c, 32a to 32c) of the inverter (3). A control unit (4) performs two-phase modulation in which switching operations of switching elements (31a, 32a, 31b, 32b, or 31c, 32c) of one phase among three phases are sequentially stopped, and inserts a three-phase modulation period for performing a three-phase switching operation immediately before and/or immediately

WO 2025/017870 A1

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

- (84) 指定国(表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, CV, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SC, 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, ME, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

一 国際調査報告 (条約第21条(3))

after the timing at which a phase in which a switching operation is stopped during two-phase modulation on the basis of a current flowing into and out of an inverter (3) shifts from a switching period to a switching-stopped period, and also immediately before and/or immediately after the timing at which a phase in which the switching operation is stopped shifts from a switching-stopped period to a switching period.

(57) 要約: 電力変換装置 (100) は、直流電力を交流電力に変換してモータ (5) に供給するインバータ (3) と、インバータ (3) のスイッチング素子 (31a~31c, 32a~32c) に対するスイッチング信号を生成する制御部 (4) とを備える。制御部 (4) は、三相のうちの1つの相のスイッチング素子 (31a, 32a, 31b, 32b又は31c, 32c) のスイッチング動作を順番に休止させる二相変調を実施すると共に、インバータ (3) に流出入する電流に基づいて二相変調の実施の際にスイッチング動作を休止させる相がスイッチング期間からスイッチング休止期間に移行するタイミングの直前及び直後のうちの少なくとも1つ、並びにスイッチング動作を休止させた相がスイッチング休止期間からスイッチング期間に移行するタイミングの直前及び直後のうちの少なくとも1つに三相共にスイッチング動作させる三相変調期間を挿入する。

## 明 細 書

発明の名称：電力変換装置及び空気調和装置

### 技術分野

[0001] 本開示は、直流電力を交流電力に変換して三相負荷に供給するインバータを備える電力変換装置及び空気調和装置に関する。

### 背景技術

[0002] インバータに具備される各スイッチング素子に対する駆動方式としては、PWM (Pulse Width Modulation: パルス幅変調) 駆動が一般的に用いられる。PWMによる正弦波変調の一般的な変調方式には、「三相変調」と「二相変調」とがある。三相変調と二相変調とを併用する場合、基本的には三相変調を使用し、スイッチング損失を減らしたいときに、三相変調から二相変調に切り替えることがよく行われる。

[0003] インバータは、直列接続される上側素子及び下側素子（以下、適宜「上下素子」と呼ぶ）からなるレグを備えている。インバータの上下素子を駆動するための駆動信号には、上下素子が同時にオンになることで生起するレグ短絡を防止するため、上下素子を同時にオフとするデッドタイムと呼ばれる期間が設けられている。一方、デッドタイムは、三相負荷から見ると外乱電圧に相当する。このため、例えば三相負荷がモータである場合、デッドタイムの影響でモータ電流及びモータトルクにリップルが発生し、騒音又は振動に悪影響を及ぼすことがある。

[0004] この悪影響を防止するため、下記非特許文献1には、直流母線電圧、モータ電流、及び駆動信号の生成に用いるキャリア周波数に基づいて、各相の電圧指令に補正電圧を重畳することでモータ電流及びモータトルクのリップルを低減する技術が開示されている。この補正は、デッドタイム補正と呼ばれる。

[0005] 下記特許文献1には、直流電源から三相の交流電圧を得る三相電圧形インバータにおいて、回転速度に応じて低速域では漏れ電流の最大値を低減させ

る下張りつけ二相変調方式もしくは上張りつけ二相変調方式を選択し、高速域では速度安定性を確保する上下張りつけ二相変調方式を選択するインバータ回路の制御方法が開示されている。下張りつけ二相変調方式は、電気角1周期の $1/3$ である120度毎に各相の電圧振幅指令を最低値にして、インバータの上下素子のうちの下素子を120度の期間オン状態を維持する変調方式である。上張りつけ二相変調方式は、下張りつけ二相変調方式の正負を反転させた変調方式、即ちインバータの上下素子のうちの上素子を120度の期間オン状態を維持する変調方式である。上下張りつけ二相変調方式は、下張りつけ二相変調と上張りつけ二相変調との両方を電気角1周期内で60度毎に交互に実施する方式である。

### 先行技術文献

### 特許文献

[0006] 特許文献1：特開2006-217673号公報

### 非特許文献

[0007] 非特許文献1：杉本英彦他2名、「ACサーボシステムの理論と設計の実際」、総合電子出版社、p54-58

### 発明の概要

### 発明が解決しようとする課題

[0008] 三相変調を行う場合、各相の電圧指令に補正電圧を重畳するデッドタイム補正が行われる。一方、二相変調を行う場合、スイッチング動作が休止するスイッチング休止期間は、デッドタイム補正が行われない。従って、三相変調と二相変調とを併用する場合、二相変調が行われるスイッチング休止期間の直前及び直後における三相変調期間では、スイッチング素子の保護のため、或いは電流検出機能の確保のための最小パルス幅制約の影響を受け、電圧重畳のための余裕度である電圧操作余裕が小さく、所望のデッドタイム補正が困難になる。このため、モータ電流及びモータトルクのリップルを十分に抑制できないという課題があった。

[0009] 本開示は、上記に鑑みてなされたものであって、三相変調と二相変調とを併用する駆動方式を採用した場合であっても、モータ電流及びモータトルクのリップルを十分に抑制できる電力変換装置を得ることを目的とする。

### 課題を解決するための手段

[0010] 上述した課題を解決し、目的を達成するため、本開示に係る電力変換装置は、直流電力を交流電力に変換して三相負荷に供給するインバータと、インバータに具備される三相の複数のスイッチング素子に対するスイッチング信号を生成してインバータに出力する制御部とを備える。制御部は、三相のうちの1つの相のスイッチング素子のスイッチング動作を順番に休止させる二相変調を実施すると共に、インバータに流出入する電流に基づいて、二相変調の実施の際にスイッチング動作を休止させる相がスイッチング期間からスイッチング休止期間に移行するタイミングの直前及び直後のうちの少なくとも1つ、並びにスイッチング動作を休止させた相がスイッチング休止期間からスイッチング期間に移行するタイミングの直前及び直後のうちの少なくとも1つに、三相共にスイッチング動作させる三相変調期間を挿入する。

### 発明の効果

[0011] 本開示に係る電力変換装置によれば、三相変調と二相変調とを併用する駆動方式を採用した場合であっても、モータ電流及びモータトルクのリップルを十分に抑制できるという効果を奏する。

### 図面の簡単な説明

[0012] [図1]実施の形態1に係る電力変換装置の基本構成及び基本機能の説明に供する図

[図2]図1に示す電力変換装置の基本機能を具備する別の構成例を示す図

[図3]図1に示す電力変換装置の基本機能を具備する更に別の構成例を示す図

[図4]実施の形態1に係る制御部におけるスイッチング信号の生成に係る基本機能の説明に供するブロック図

[図5]従来技術の課題の説明に供する図

[図6]実施の形態1に係る制御部の内部で生成される第2の三相電圧変調波の

説明に供する図

[図7]実施の形態1に係る制御部の内部で参照される特性テーブルの例を示す図

[図8]実施の形態1に係る制御部の内部で生成されるu相Td補正值とu相電流との関係性を示す図

[図9]実施の形態1に係る制御部の内部で生成される第1、第2及び第3の三相電圧変調波間の関係性の説明に供する図

[図10]実施の形態1におけるシフト量の設定手法の説明に供する図

[図11]実施の形態1におけるシフト量の他の設定手法の説明に供する図

[図12]図10及び図11を参照して説明した変調方式選択制御を実現する制御部のブロック図

[図13]従来の二相変調による相電流及びq軸電流の波形の例を示す図

[図14]実施の形態1に係る電力変換装置を用いたときの相電流及びq軸電流の波形の例を示す図

[図15]実施の形態2に係る制御によって挿入される三相変調挿入期間の説明に供する第1の図

[図16]実施の形態2に係る制御によって挿入される三相変調挿入期間の説明に供する第2の図

[図17]実施の形態3に係る制御によって挿入される三相変調挿入期間の説明に供する第1の図

[図18]実施の形態3に係る制御によって挿入される三相変調挿入期間の説明に供する第2の図

[図19]実施の形態4に係る制御によって挿入される三相変調挿入期間の説明に供する図

[図20]実施の形態6に係る空気調和装置の構成例を示す図

[図21]実施の形態1から5における制御部の機能を実現するハードウェア構成の一例を示す図

[図22]実施の形態1から5における制御部の機能を実現するハードウェア構

成の他の例を示す図

### 発明を実施するための形態

[0013] 以下に添付図面を参照し、本開示の実施の形態に係る電力変換装置及び空気調和装置について詳細に説明する。

[0014] 実施の形態 1.

図 1 は、実施の形態 1 に係る電力変換装置 100 の基本構成及び基本機能の説明に供する図である。図 1 において、電力変換装置 100 は、商用電源 1 とモータ 5 との間に接続されている。商用電源 1 は、交流電源の一例である。モータ 5 は、三相負荷に搭載される三相モータである。電力変換装置 100 が空気調和装置に搭載される場合、冷媒を圧縮する圧縮機、及び冷媒の熱交換を行う熱交換器へ風を送るファンなどが三相負荷に該当する。

[0015] 電力変換装置 100 は、コンバータ 2 と、インバータ 3 と、制御部 4 とを備える。コンバータ 2 は、商用電源 1 から印加される電源電圧を整流してインバータ 3 に出力する。コンバータ 2 が昇圧機能を有する場合、コンバータ 2 は、電源電圧を昇圧した昇圧電圧をインバータ 3 に出力する。即ち、コンバータ 2 は、商用電源 1 から印加される電源電圧を整流すると共に、要すれば当該電源電圧を昇圧する動作を行う。

[0016] インバータ 3 は、電気配線 6 a, 6 b によってコンバータ 2 の出力端に接続される。電気配線 6 a, 6 b は、直流母線とも呼ばれる。電気配線 6 a は高電位側の直流母線であり、電気配線 6 b は低電位側の直流母線である。

[0017] インバータ 3 は、還流ダイオードが逆並列に接続されるスイッチング素子 31 a, 31 b, 31 c, 32 a, 32 b, 32 c を有する。インバータ 3 において、スイッチング素子 31 a ~ 31 c が前述した上素子であり、スイッチング素子 32 a ~ 32 c が前述した下素子である。インバータ 3 は、制御部 4 の制御によってスイッチング素子 31 a ~ 31 c, 32 a ~ 32 c がオン動作又はオフ動作し、コンバータ 2 から出力される直流電力を所望の振幅及び位相を有する交流電力に変換して、モータ 5 に供給する。なお、図 1 では、スイッチング素子 31 a ~ 31 c, 32 a ~ 32 c が IGBT (Insul

ated Gate Bipolar Transistor : 絶縁ゲート型バイポーラトランジスタ)である場合を示しているが、IGBTに代えてMOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor : 金属酸化物半導体電界効果トランジスタ)を用いてもよい。なお、MOSFETの場合、構造上、寄生ダイオードが内蔵された構成となっているので、ダイオードが逆並列に接続されない構成が採用される場合もある。

[0018] また、インバータ3は、インバータ3の各相に流れる電流を検出するためのシャント抵抗33a, 33b, 33cを有する。シャント抵抗33aは、下素子であるスイッチング素子32aと低電位側の電気配線6bとの間に接続される。シャント抵抗33b, 33cも同様に接続される。シャント抵抗33a~33cの検出値は、制御部4に入力される。制御部4は、シャント抵抗33a~33cで検出される電圧を演算によって電流に換算することでインバータ3の各相に流れる電流を求める。インバータ3の各相に流れる電流が求められれば、インバータ3からモータ5へ出力される三相出力電流も求められる。

[0019] 制御部4には、コンバータ2から母線電圧Vdcの検出値も入力される。母線電圧Vdcは、直流母線である電気配線6a, 6b間の電圧である。母線電圧Vdcは、コンバータ2の出力電圧を平滑する図1では図示しない平滑コンデンサの両端電圧でもよい。

[0020] 制御部4は、インバータ3の各相に流れる電流及び母線電圧Vdcに基づいて、インバータ3に具備される三相のスイッチング素子31a~31c, 32a~32cに対するスイッチング信号を生成してインバータ3に出力する。スイッチング素子31a~31c, 32a~32cは、スイッチング信号によってオン動作及びオフ動作が制御される。

[0021] また、電力変換装置100において、図1の基本構成に示す各部の構成及び配置は一例であり、各部の構成及び配置は図1で示される例に限定されない。実施の形態1に係る電力変換装置100は、例えば図2のように構成されていてもよい。図2は、図1に示す電力変換装置100の基本機能を具備

する別の構成例を示す図である。

[0022] 図2では、シャント抵抗33a~33cが削除される一方で、電気配線6bにシャント抵抗34が挿入されている。図1は3シャント方式と呼ばれる構成であるのに対し、図2は1シャント方式と呼ばれる構成である。1シャント方式の場合、スイッチング素子31a~31c, 32a~32cがオン又はオフするタイミングに基づいて、インバータ3の各相に流れる電流が検出される。なお、1シャント方式において、シャント抵抗34の検出値に基づいてインバータ3の各相に流れる電流を検出する手法は公知であり、ここでの更なる説明は割愛する。

[0023] また、実施の形態1に係る電力変換装置100は、例えば図3のように構成されていてもよい。図3は、図1に示す電力変換装置100の基本機能を具備する更に別の構成例を示す図である。

[0024] 図3では、シャント抵抗33a~33cが削除される一方で、インバータ3とモータ5とを接続する電気配線7に電流検出器35a, 35bが挿入されている。電流検出器35a, 35bは、各々がインバータ3の出力電流である三相出力電流のうちの1相分の電流を検出する。電流検出器35a, 35bの各検出値は、制御部4に入力される。制御部4は、電流検出器35a, 35bによって検出された何れか2相の電流の検出値に基づいて、残りの1相の電流を演算によって求める。

[0025] 電流検出器35a, 35bとしては、交流成分のみを検出可能なACCT (Alternating Current Current Transformer)、直流成分及び交流成分の双方を検出可能なDCC T (Direct Current Current Transformer) などが代表的であるが、三相出力電流が検出可能なものであれば、どのようなものを用いてもよい。

[0026] 図4は、実施の形態1に係る制御部4におけるスイッチング信号の生成に係る基本機能の説明に供するブロック図である。実施の形態1に係る制御部4は、三相変調と二相変調とを併用してスイッチング信号を生成するが、この制御の実施に関し、制御部4の内部には、図4に示すような機能ブロック

が構成される。具体的に、制御部4は、変調方式選択部41と、変調波生成部42と、Td補正部43と、PWM変調部44と、Td付加部45とを備える。なお、Td補正部43及びTd付加部45における“Td”は、デッドタイムを意味している。

[0027] 正值である変調率指令 $V_k$ と電圧位相 $\theta$ とが与えられると、変調波生成部42は、以下の(1)式に示される第1の三相電圧変調波 $V_{u1}^*$ 、 $V_{v1}^*$ 、 $V_{w1}^*$ を生成する。

$$\begin{aligned}
 [0028] \quad V_{u1}^* &= V_k \times \cos \theta \\
 V_{v1}^* &= V_k \times \cos (\theta - 2 / 3 \pi) \\
 V_{w1}^* &= V_k \times \cos (\theta - 4 / 3 \pi) \\
 &\dots (1)
 \end{aligned}$$

[0029] 第1の三相電圧変調波 $V_{u1}^*$ 、 $V_{v1}^*$ 、 $V_{w1}^*$ は、本来、インバータ3から出力したい所望の電圧に相当し、図示しない上位の制御系から出力される電圧指令に基づいて生成される。電圧位相 $\theta$ は、インバータ3の出力電圧である三相出力電圧の位相であり、モータ5の回転を電気角で見たときの位相である。

[0030] 変調方式選択部41は、変調率指令 $V_k$ 及び電圧位相 $\theta$ に基づいて、変調方式を選択して指示する。変調波生成部42は、三相変調を指示された場合には、第1の三相電圧変調波 $V_{u1}^*$ 、 $V_{v1}^*$ 、 $V_{w1}^*$ を第2の三相電圧変調波 $V_{u2}^*$ 、 $V_{v2}^*$ 、 $V_{w2}^*$ として出力する。また、変調波生成部42は、二相変調を指示された場合には、以下の(2)式に示される第2の三相電圧変調波 $V_{u2}^*$ 、 $V_{v2}^*$ 、 $V_{w2}^*$ を生成してTd補正部43に出力する。

$$\begin{aligned}
 [0031] \quad V_{u2}^* &= V_{u1}^* - V_{com} \\
 V_{v2}^* &= V_{v1}^* - V_{com} \\
 V_{w2}^* &= V_{w1}^* - V_{com} \\
 &\dots (2)
 \end{aligned}$$

[0032] 上記(2)式において、 $V_{com}$ は三相共通信号である。上記(2)式に示されるように、第2の三相電圧変調波 $V_{u2}^*$ 、 $V_{v2}^*$ 、 $V_{w2}^*$ は、第1

の三相電圧変調波 $V_{u1*}$ 、 $V_{v1*}$ 、 $V_{w1*}$ から同じ値の三相共通信号 $V_{com}$ を減じることで生成されるので、各相間の線間電圧値は維持される。また、特許文献1に示される下張りつけ二相変調を実施する場合、三相共通信号 $V_{com}$ は、例えば、以下の(3)式で算出することができる。

$$[0033] \quad V_{com} = \min(V_{u1*}, V_{v1*}, V_{w1*}) + 1 \quad \dots (3)$$

[0034] 上記(3)式において、 $\min(V_{u1*}, V_{v1*}, V_{w1*})$ は、第1の三相電圧変調波 $V_{u1*}$ 、 $V_{v1*}$ 、 $V_{w1*}$ のうちの最小値を得る関数である。

[0035]  $T_d$ 補正部43は、三相出力電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ 、母線電圧 $V_{dc}$ 及びキャリア周波数 $f_c$ に基づいて第2の三相電圧変調波 $V_{u2*}$ 、 $V_{v2*}$ 、 $V_{w2*}$ を補正した第3の三相電圧変調波 $V_{u3*}$ 、 $V_{v3*}$ 、 $V_{w3*}$ を生成する。 $T_d$ 補正部43には、デッドタイム $T_d$ を外乱電圧と見たときの対電流特性が実装されている。 $T_d$ 補正部43は、三相出力電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ の値に応じた対電流特性を参照して第2の三相電圧変調波 $V_{u2*}$ 、 $V_{v2*}$ 、 $V_{w2*}$ を補正する。

[0036] PWM変調部44は、指令されたキャリア周波数 $f_c$ のキャリア信号を内部で生成し、第3の三相電圧変調波 $V_{u3*}$ 、 $V_{v3*}$ 、 $V_{w3*}$ とキャリア信号とを比較し、その大小関係に基づいてスイッチング信号 $SW1$ を生成する。このスイッチング信号 $SW1$ は、デッドタイム $T_d$ が付加される前の信号である。 $T_d$ 付加部45は、スイッチング信号 $SW1$ にデッドタイム $T_d$ を付加したスイッチング信号 $SW$ を生成してインバータ3に出力する。

[0037] 次に、従来技術の課題について説明する。図5は、従来技術の課題の説明に供する図である。図5の動作波形は二相変調時のものであり、実線、破線及び太破線は、それぞれu相電圧変調波 $V_{u2*}$ 、v相電圧変調波 $V_{v2*}$ 及びw相電圧変調波 $V_{w2*}$ を表している。また、太実線は、三相出力電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ のうちのu相電流 $i_u$ を表している。横軸は電気角位相角を示し、縦軸は各変調波の電圧値又はu相電流 $i_u$ の電流値を示している。縦軸の電圧値は±1で正規化されており、縦軸の値は変調率に相当する。後述す

る図6, 8, 9, 15-19も同様である。

[0038] 図5の例では、電気角位相角が120~240 [度] の範囲において、u相電圧変調波 $V_{u2*}$ が第1のリミッタ値 $L i m i t 1$ に達しているため、u相のスイッチング動作が休止している。図5では、この電気角位相角の範囲を“ $Y_u$ ”で表している。なお、本稿では、二相変調の実施の際にスイッチング動作を休止させる電気角位相角の範囲を「スイッチング休止期間」と呼び、スイッチング休止期間以外、即ちスイッチング動作を休止させない電気角位相角の範囲を「スイッチング期間」と呼ぶ。このスイッチング期間は、三相変調が実施される三相変調期間である。

[0039] 図5において、太破線の矩形枠で示した期間 $X_a$ ,  $X_b$ に着目する。期間 $X_a$ は、二相変調が行われるu相スイッチング休止期間 $Y_u$ の直前における三相変調期間である。期間 $X_b$ は、二相変調が行われるu相スイッチング休止期間 $Y_u$ の直後における三相変調期間である。[発明が解決しようとする課題]の項でも説明したように、スイッチング信号 $S_W$ を生成する際には、最小パルス幅という制約がある。最小パルス幅は、スイッチング素子 $31a \sim 31c$ ,  $32a \sim 32c$ の保護のためであり、また電流検出機能の確保のために設定される。

[0040] 図5では、u相電圧変調波 $V_{u2*}$ と期間 $X_a$ ,  $X_b$ における矩形枠とに囲まれる部分にハッチングを付している。ハッチング部の面積の大きさは、 $T_d$ 補正のための電圧操作余裕を表している。ハッチング部の面積が大きい程、電圧操作余裕が大きいことを意味する。期間 $X_a$ ,  $X_b$ を拡げれば電圧操作余裕が大きくなるが、そのような手法では問題の解決にはならない。というのも、u相スイッチング休止期間 $Y_u$ に近づけば近づく程、u相電圧変調波 $V_{u2*}$ と第1のリミッタ値 $L i m i t 1$ との差分が小さくなり、電圧操作余裕が急激に小さくなるので、 $T_d$ 補正を十分に行うことが困難になるためである。従って、u相スイッチング休止期間 $Y_u$ の直前及び直後の期間は、 $T_d$ 補正を十分に行うことができない電圧制御誤差が存在する期間となる。一方、u相スイッチング休止期間 $Y_u$ は、スイッチング動作がなく $T_d$ 補正

が行われないので、電圧制御誤差が存在しない。従って、期間X aからu相スイッチング休止期間Y u、及びu相スイッチング休止期間Y uから期間X bの切り替わりのタイミングでは、電圧制御誤差がステップ状に変化することとなり、電流リップル及びトルクリップルの発生の原因となっていた。

[0041] そこで、実施の形態1では、期間X aとu相スイッチング休止期間Y uとの境界付近、及びu相スイッチング休止期間Y uと期間X bとの境界付近における電圧制御誤差が小さくなるように、第2の三相電圧変調波 $V_{u2*}$ 、 $V_{v2*}$ 、 $V_{w2*}$ の算出方法に工夫を加える。具体的な算出方法は、以下の通りである。

[0042] まず、三相共通信号 $V_{com}$ は、上記(3)式に代えて、以下の(4)式を用いて生成する。

$$[0043] \quad V_{com} = \min(V_{u1*}, V_{v1*}, V_{w1*}) \\ + (1 - \Delta duty) \quad (\Delta duty > 0) \quad \dots (4)$$

[0044] 上記(4)式において、 $\Delta duty$ は第1のリミッタ値 $Limit1$ を電圧方向にシフトするためのシフト量である。第2の三相電圧変調波 $V_{u2*}$ 、 $V_{v2*}$ 、 $V_{w2*}$ は、上記(4)式による三相共通信号 $V_{com}$ を上記(2)式に代入することで算出する。説明の便宜のため、上記(2)式を(5)式として再掲する。

$$[0045] \quad V_{u2*} = V_{u1*} - V_{com} \\ V_{v2*} = V_{v1*} - V_{com} \\ V_{w2*} = V_{w1*} - V_{com} \\ \dots (5) \quad (\text{再掲})$$

[0046] 図6は、実施の形態1に係る制御部4の内部で生成される第2の三相電圧変調波 $V_{u2*}$ 、 $V_{v2*}$ 、 $V_{w2*}$ の説明に供する図である。図6には、第2の三相電圧変調波 $V_{u2*}$ 、 $V_{v2*}$ 、 $V_{w2*}$ の電気角1周期分の波形が示されている。シフト量 $\Delta duty$ は、 $\Delta duty > 0$ としているため、リミットされる下限値が“-1”(= $Limit1$ )から、 $+\Delta duty$ だけ電圧のプラス方向にシフトされている。本稿では、シフト量 $\Delta duty$ によって

電圧方向にシフトされたリミッタ値を「L i m i t 2」と表記し、「第2のリミッタ値」と呼ぶ。第1のリミッタ値L i m i t 1、第2のリミッタ値L i m i t 2及びシフト量 $\Delta d u t y$ との間には、“L i m i t 2=L i m i t 1+ $\Delta d u t y$ ”の関係がある。 $\Delta d u t y$ の適切な範囲については後述する。

[0047] また、実施の形態1において、T d補正部43は、以下の(6)式を用いて第3の三相電圧変調波 $V u 3^*$ 、 $V v 3^*$ 、 $V w 3^*$ を生成する。

$$\begin{aligned} V u 3^* &= V u 2^* + V t d\_u \\ V v 3^* &= V v 2^* + V t d\_v \\ V w 3^* &= V w 2^* + V t d\_w \\ &\dots (6) \end{aligned}$$

[0049] 上記(6)式において、 $V t d\_u$ 、 $V t d\_v$ 、 $V t d\_w$ は、 $u v w$ 各相におけるT d補正值である。これらのu相T d補正值 $V t d\_u$ 、v相T d補正值 $V t d\_v$ 及びw相T d補正值 $V t d\_w$ は、図7に示すような特性テーブルを参照することで算出できる。図7は、実施の形態1に係る制御部4の内部で参照される特性テーブルの例を示す図である。図7の横軸は三相出力電流 $i u$ 、 $i v$ 、 $i w$ の瞬時値の絶対値を示し、縦軸はT d補正值 $V t d$ の絶対値 $|V t d|$ を示している。

[0050] T d補正部43は、三相出力電流 $i u$ 、 $i v$ 、 $i w$ の瞬時値の絶対値を引数として、図7の特性テーブルを参照してT d補正值 $V t d$ の絶対値 $|V t d|$ を求める。更に、T d補正部43は、以下の(7)式を用いて、T d補正值 $V t d\_u$ 、 $V t d\_v$ 、 $V t d\_w$ を生成する。

$$\begin{aligned} V t d\_u &= |V t d| \times s i g n ( i u ) \\ V t d\_v &= |V t d| \times s i g n ( i v ) \\ V t d\_w &= |V t d| \times s i g n ( i w ) \\ &\dots (7) \end{aligned}$$

[0052] 上記(7)式において、 $s i g n ( i u )$ は、u相電流 $i u$ の瞬時値の符号を得る関数であり、“1”、“0”、“-1”のうちの何れかの値をとる

。  $\text{sign}(i_v)$  ,  $\text{sign}(i_w)$  も同様である。三相出力電流  $i_u$  ,  $i_v$  ,  $i_w$  は、図1から5に示した電力変換装置100のうちの何れにおいても得ることができる。

[0053] 図8は、実施の形態1に係る制御部4の内部で生成されるu相Td補正值  $V_{td\_u}$  とu相電流  $i_u$  との関係性を示す図である。図8では、u相Td補正值  $V_{td\_u}$  を実線で示し、u相電流  $i_u$  を破線で示している。図8に示すように、u相Td補正值  $V_{td\_u}$  は、u相電流  $i_u$  の瞬時値の符号によって、補正の方向が反転する。他のv相Td補正值  $V_{td\_v}$  及びw相Td補正值  $V_{td\_w}$  も同様な関係性を有している。

[0054] 図9は、実施の形態1に係る制御部4の内部で生成される第1、第2及び第3の三相電圧変調波間の関係性の説明に供する図である。図9において、図5及び図6と同一の波形及び同一の要素については、同一の符号を付して示している。

[0055] 図9では、煩雑さを避けるため、第1の三相電圧変調波  $V_{u1^*}$  ,  $V_{v1^*}$  ,  $V_{w1^*}$  及び第3の三相電圧変調波  $V_{u3^*}$  ,  $V_{v3^*}$  ,  $V_{w3^*}$  については、u相電圧変調波  $V_{u1^*}$  ,  $V_{u3^*}$  のみを示している。

[0056] 図9を図5との比較で説明すると、図9では、期間  $X_a$  ,  $X_b$  がそれぞれ期間  $X_{a'}$  ,  $X_{b'}$  とされている。また、図9では、u相スイッチング休止期間  $Y_u$  がu相スイッチング休止期間  $Y_{u'}$  とされている。

[0057] u相スイッチング休止期間  $Y_u$  とu相スイッチング休止期間  $Y_{u'}$  とを比較すると、u相スイッチング休止期間  $Y_{u'}$  は、u相スイッチング休止期間  $Y_u$  よりも短くなっている。この理由は、図5に示す期間  $X_a$  には、u相のスイッチング動作がスイッチング期間からスイッチング休止期間に移行するタイミングの直前の期間のみが含まれるのに対し、図9に示す期間  $X_{a'}$  には、u相のスイッチング動作がスイッチング期間からスイッチング休止期間に移行するタイミングの直後の期間も含まれるからである。同様に、図5に示す期間  $X_b$  には、u相のスイッチング動作がスイッチング休止期間からスイッチング期間に移行するタイミングの直後の期間のみが含まれるのに対し、図9

に示す期間 $X_{b'}$ には、 $u$ 相のスイッチング動作がスイッチング休止期間からスイッチング期間に移行するタイミングの直前の期間も含まれるからである。これらにより、 $u$ 相スイッチング休止期間 $Y_u$ と $u$ 相スイッチング休止期間 $Y_{u'}$ の間には、 $Y_{u'} < Y_u$ の関係が成立する。

[0058] 上記の(6)式に示されるように、 $u$ 相電圧変調波 $V_{u3^*}$ には、 $u$ 相電圧変調波 $V_{u2^*}$ に対して $u$ 相 $T_d$ 補正值 $V_{td\_u}$ が重畳される。 $u$ 相 $T_d$ 補正值 $V_{td\_u}$ は、図7に示されるように、三相出力電流 $i_u, i_v, i_w$  ( $u$ 相の場合は $u$ 相電流 $i_u$ )の瞬時値の絶対値に応じた電圧である。このため、 $u$ 相電圧変調波 $V_{u2^*}$ が下限値である第2のリミッタ値 $Limit_2$ 以下となる区間に $u$ 相 $T_d$ 補正值 $V_{td\_u}$ が重畳された $u$ 相電圧変調波 $V_{u3^*}$ の波形は、図9に示されるように緩やかに底を打つような波形となる。シフト量 $\Delta duty$ の大きさを、 $u$ 相 $T_d$ 補正值 $V_{td\_u}$ の大きさに応じて適切に設定することにより、 $u$ 相電圧変調波 $V_{u3^*}$ は、緩やかな傾きで $-1$ を跨いで上下変化する。そして、 $u$ 相電圧変調波 $V_{u3^*}$ が第1のリミッタ値 $Limit_1$ を下回る期間は、 $u$ 相にスイッチング動作が発生しない期間となる。

[0059] よって、図9に示す、実施の形態1による期間 $X_{a'}$ 、 $X_{b'}$ では、 $T_d$ 補正を適切に実施することが可能となる。また、実施の形態1による期間 $X_{a'}$ 、 $X_{b'}$ では、期間 $X_a$ から $u$ 相スイッチング休止期間 $Y_u$ 、及び $u$ 相スイッチング休止期間 $Y_u$ から期間 $X_b$ の切り替わりのタイミングにおいて、電圧制御誤差のステップ状の変化を小さくすることができるので、電流リップル及びトルクリップルの抑制が可能となる。

[0060] なお、図9は、 $u$ 相について記述しているが、他の $v, w$ 相についても同様に記述できる。 $u, v, w$ 相の電圧及び電流の波形は、互いの位相角差が $120$  [度] シフトされた対称性を維持した波形であり、同様な説明ができることは言うまでもない。以降の説明も $u$ 相についてのみ示す。

[0061] 以上の説明から明らかなように、実施の形態1に係る電力変換装置によれば、二相変調の実施の際にスイッチング動作を休止させる相がスイッチング

期間からスイッチング休止期間に移行するタイミングの直前及び直後において、三相共にスイッチング動作させる三相変調期間が挿入される。また、二相変調の実施によってスイッチング動作を休止させた相がスイッチング休止期間からスイッチング期間に移行するタイミングの直前及び直後において、三相共にスイッチング動作させる三相変調期間が挿入される。

[0062] 次に、シフト量 $\Delta d u t y$ の適切な設定手法について説明する。まず、三相変調と二相変調とを併用する制御において、スイッチング期間及びスイッチング休止期間が相互に切り替わるタイミングでの電圧制御誤差の変化を小さくするためには、図9のように、 $T d$ 補正後の $u$ 相電圧変調波 $V u 3^*$ が緩やかに第1のリミッタ値 $L i m i t 1$ を下回ることが好適である。ここで、上記(6)式に示されるように、 $u$ 相電圧変調波 $V u 2^*$ 、 $V u 3^*$ には、 $V u 3^* = V u 2^* + V t d\_u$ の関係があるため、シフト量 $\Delta d u t y$ は、 $T d$ 補正值 $V t d\_u$ との関係で定めることが望ましい。よって、運転条件における $T d$ 補正值 $V t d\_u$ の絶対値 $|V t d\_u|$ の最大値を $V t d\_p e a k$ とすると、シフト量 $\Delta d u t y$ は、以下の(8)式を満たすように設定する。

$$[0063] \quad V t d\_p e a k \times 0.3 < \Delta d u t y < V t d\_p e a k \times 0.7$$

… (8)

[0064] また、図7に示したように、 $T d$ 補正值 $V t d\_u$ の絶対値 $|V t d\_u|$ 及び最大値 $V t d\_p e a k$ は、 $u$ 相電流 $i u$ の大きさに応じて変動する特性を有している。従って、上記(8)式に基づくシフト量 $\Delta d u t y$ の設定は、インバータ3からモータ5へ出力されるモータ電流の実効値に応じて設定することと等価である。このため、シフト量 $\Delta d u t y$ は、以下の(9)式のように設定してもよい。

$$[0065] \quad \Delta d u t y = K t d\_l \times (\text{モータ電流実効値}) \quad \dots (9)$$

但し、 $K t d\_l$  : 比例係数

[0066] また、モータ5がファン又は圧縮機のような流体負荷を駆動するモータの場合、負荷トルクは、モータ5の回転速度の2乗に概ね比例した大きさとな

る。このため、これらのファン又は圧縮機を駆動するときのモータ電流実効値は、回転速度の増加に伴って増加する特性となる。このため、三相負荷がファン又は圧縮機のような流体負荷の場合、上記（9）式のように、シフト量 $\Delta d u t y$ をモータ電流依存特性として求める代わりに、回転速度の特性として記述を変換することで求めることが可能である。具体的な概念を図10に示す。図10は、実施の形態1におけるシフト量 $\Delta d u t y$ の設定手法の説明に供する図である。

[0067] 図10の上段側には、回転速度に応じたモータ電流実効値の変化特性が示されている。従って、図10の下段側に示されるように、モータ電流実効値の変化特性に合わせてシフト量 $\Delta d u t y$ を設定することが望ましい実施態様となる。一般的に、電流よりも回転速度の方が急変しにくいという性質があるため、回転速度に応じてシフト量 $\Delta d u t y$ を設定することとすれば、Td補正を安定的に実施できるというメリットが得られる。

[0068] また、図11は、実施の形態1におけるシフト量 $\Delta d u t y$ の他の設定手法の説明に供する図である。図11の上段側に示すモータ電流実効値の変化特性は、図10の上段側に示した特性と同様である。図10では、モータ電流実効値の変化特性に合わせてシフト量 $\Delta d u t y$ を設定していたが、回転速度の領域に応じて、設定値を決める特性を切り替えてもよい。図11の下段側に示す例では、回転速度の領域として、速度ゼロから第1速度までが低速域、第1速度から第2速度までが中速域、最高回転数を含む第2速度以上が高速域に設定されている。

[0069] 回転速度が低い低速域は、インバータ3を起動する際に多用される運転条件であり、且つ、モータ5への印加電圧が小さい。このため、この低速域では、二相変調と三相変調との切り替えに伴う外乱電圧を極力排除するため、常時三相変調とすることが望まれる。そこで、図11のように、シフト量 $\Delta d u t y$ を小さくとも0.5程度までの大きめの値に設定する。シフト量 $\Delta d u t y$ をこのような値に設定すれば、いかなるTd補正值 $V t d$ が重畳されても、スイッチング休止期間を挿入させない設定が可能となる。

- [0070] また、回転速度が高い高速域は、モータの誘起電圧が高く、デッドタイム  $T_d$  に起因する外乱電圧の影響が小さい。このため、従来の二相変調としても電流リップル及びトルクリップルの影響が小さくなる。また、三相変調期間を少なくして、スイッチングロスの低減を図る方が望ましい。そこで、図 11 のように、シフト量  $\Delta duty$  をゼロに設定する。シフト量  $\Delta duty$  をゼロに設定すれば、従来の二相変調と等価な制御動作となり、スイッチングロスの低減を通じてインバータ 3 の運転効率を高めることが可能となる。
- [0071] また、回転速度が中程度の中速域では、低速域と高速域との間でシフト量  $\Delta duty$  の変化が滑らかになるように、指数関数的に減少するカーブの特性で繋げている。なお、図 11 は一例であり、シフト量  $\Delta duty$  の変化が滑らかになるものであれば、どのようなカーブでもよく、直線であってもよい。
- [0072] 図 12 は、図 10 及び図 11 を参照して説明した変調方式選択制御を実現する制御部 4 のブロック図である。図 12 において、図 4 と同一又は同等の構成要素については、同一の符号を付して示している。図 12 を図 4 との比較で説明すると、図 12 では、変調方式選択部 41 が変調方式選択部 41A に置き換えられている。変調方式選択部 41A には、変調率指令  $V_k$  及び電圧位相  $\theta$  に加え、更に図示しない上位の制御系からモータ電流実効値  $I_{rms}$  又は回転速度  $R_{rot}$  が入力される。変調方式選択部 41A には、変調方式選択部 41 の機能に加え、モータ電流実効値  $I_{rms}$  又は回転速度  $R_{rot}$  に基づいてシフト量  $\Delta duty$  を算出する機能が加わる。変調方式選択部 41A は、例えば図 10 を参照して説明したように、モータ電流実効値  $I_{rms}$  の変化特性に合わせてシフト量  $\Delta duty$  を設定して変調波生成部 42 に出力する。或いは、変調方式選択部 41A は、例えば図 11 を参照して説明したように、回転速度  $R_{rot}$  から回転速度の領域を判断し、回転速度の領域に応じてシフト量  $\Delta duty$  を設定して変調波生成部 42 に出力する。変調波生成部 42 は、変調方式選択部 41A の指示に従って第 2 の三相電圧変調波  $V_{u2*}$ ,  $V_{v2*}$ ,  $V_{w2*}$  を生成する。なお、図 12 には示されてい

ないが、 $T_d$ 補正部43で算出される各相の $T_d$ 補正值 $V_{td\_u}$ ,  $V_{td\_v}$ ,  $V_{td\_w}$ を変調方式選択部41Aで行うシフト量 $\Delta duty$ の演算に反映させてもよい。

[0073] 図13は、従来の二相変調による相電流及びq軸電流の波形の例を示す図である。図14は、実施の形態1に係る電力変換装置100を用いたときの相電流及びq軸電流の波形の例を示す図である。各図においては、上段側に相電流を示し、下段側にq軸電流を示している。相電流は、三相出力電流 $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ のうちの何れか1つの任意の相の電流である。q軸電流は、相電流を回転直交座標に変換した際のモータトルクに寄与する電流成分である。図13及び図14の波形は、デッドタイム $T_d$ に起因する外乱電圧の影響、及び二相変調におけるスイッチング期間とスイッチング休止期間との切り替わりの影響を把握するため、敢えて電流制御系の応答を低めに設定しつつ、インバータ3の出力周波数を電気角50Hzの一定周波数で駆動した結果である。モータ5に発生するトルクリプルが大きい程、q軸電流の脈動も大きくなる。

[0074] 図13は、シフト量 $\Delta duty = 0$ とした場合の動作波形を示しており、相電流は歪み、q軸電流には、電気角50Hzの3倍の周波数の脈動が見られる。一方、図14を見ると、相電流の歪は抑制され、3倍の周波数の脈動も抑制されている。従って、実施の形態1に係る電力変換装置100を用いれば、電流リプルが抑制できる。これにより、モータ5に発生するトルクリプルを抑制することができ、トルクリプルに起因する騒音も抑制することができる。また、実施の形態1に係る電力変換装置100を用いれば、電流リプルが抑制できるので、電流リプルに起因する、配線抵抗及び巻線抵抗での損失を抑制することができる。

[0075] 以上説明したように、実施の形態1に係る電力変換装置は、直流電力を交流電力に変換して三相負荷に供給するインバータと、インバータに具備される三相の複数のスイッチング素子に対するスイッチング信号を生成してインバータに出力する制御部とを備える。制御部は、三相のうちの1つの相のス

スイッチング素子のスイッチング動作を順番に休止させる二相変調を実施すると共に、インバータに流出入する電流に基づいて、二相変調の実施の際にスイッチング動作を休止させる相がスイッチング期間からスイッチング休止期間に移行するタイミングの直前及び直後、並びにスイッチング動作を休止させた相がスイッチング休止期間からスイッチング期間に移行するタイミングの直前及び直後に、三相共にスイッチング動作させる三相変調期間を挿入する。この制御により、スイッチング期間からスイッチング休止期間、及びスイッチング休止期間からスイッチング期間の切り替わりのタイミングにおいて、電圧制御誤差のステップ状の変化を小さくすることができる。これにより、三相変調と二相変調とを併用する駆動方式を採用した場合であっても、モータ電流及びモータトルクのリップルを十分に抑制することが可能となる。

[0076] 上記のように構成された電力変換装置において、制御部は、上位の制御系から出力される電圧指令に基づいて第1の三相電圧変調波を生成し、生成した第1の三相電圧変調波に対し、線間電圧値を維持しながらスイッチング休止期間を設定するための三相共通信号を算出する。また、制御部は、第1の三相電圧変調波に三相共通信号を重畳することで第2の三相電圧変調波を算出する。更に、制御部は、第2の三相電圧変調波に対して、スイッチング信号に付与されるデッドタイムに起因する誤差を補正した第3の三相電圧変調波に基づいてスイッチング信号を生成する。三相共通信号は、第1の三相電圧変調波のうち、予め定められた第1のリミッタ値に近い値の第1の三相電圧変調波と当該第1のリミッタ値との差分である第1差分に基づいて算出することができる。そして、三相変調期間を挿入する処理を実施する際には、第1のリミッタ値に近い値の第1の三相電圧変調波と第1のリミッタ値より絶対値が小さい第2のリミッタ値との差分である第2差分に基づいて三相共通信号を算出することができる。第1のリミッタ値と第2のリミッタ値との差分を第3差分とすると、この第3差分は、インバータの出力電流である三相出力電流の実効値、又は、インバータの出力電圧である三相出力電圧と三相出力電流との位相差である電圧電流位相差のうちの少なくとも1つに基

づいて決定することができる。

[0077] 三相負荷がモータであるとき、制御部は、モータの回転速度が予め定められた閾値を下回る運転条件下では、二相変調を実施せずに三相変調を実施するようにしてもよい。一方、モータの回転速度が予め定められた閾値を上回る運転条件下では、三相変調期間を挿入しないようにしてもよい。また、制御部は、モータの回転速度が予め定められた閾値を下回る運転条件下では、第3差分の値をデッドタイムに起因する外乱電圧の値に基づいて決定することで、各相共に全期間スイッチングする三相変調期間としてもよい。また、制御部は、モータの回転速度が予め定められた閾値を上回る運転条件下では、第3差分をゼロとすることで、全期間、三相変調期間を挿入しないようにしてもよい。

[0078] 実施の形態2.

デッドタイム $T_d$ に起因する外乱電圧、及びその補正電圧値である $T_d$ 補正值 $V_{td}$ の大きさは、前述のように三相出力電流 $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ の瞬時値の大きさに応じて発生する。また、外乱電圧、及び $T_d$ 補正值 $V_{td}$ の正負の極性は、三相出力電流 $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ の極性に依存することから、変調波操作幅の残存余裕も三相出力電流 $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ の大きさと極性とに依存する。従って、第2の三相電圧変調波 $V_{u2*}$ ,  $V_{v2*}$ ,  $V_{w2*}$ の下限値である第1のリミッタ値 $L_{limit1}$ の近くでは、三相出力電流 $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ の瞬時値が大きく、且つ第2の三相電圧変調波 $V_{u2*}$ ,  $V_{v2*}$ ,  $V_{w2*}$ の極性と、その補正電圧値である $T_d$ 補正值 $V_{td}$ の極性とが同じ条件下では、変調波操作幅の残存余裕が小さくなり、 $T_d$ 補正不足による外乱電圧の残存リスクが高くなる。

[0079] 一方、二相変調の本来のメリットであるスイッチング損失の抑制効果を保つためには、二相変調の期間をできるだけ長くすることが望ましい。これらのリスクとメリットとを鑑みて、実施の形態2においては、電気角位相角 $0 \sim 360$  [度] の期間内で複数回、二相変調と三相変調とを切り替えるようにする。これにより、二相変調のスイッチング休止期間の直前又は直後のス

スイッチング期間において、二相変調を三相変調に切り替えることで、三相電圧変調波に対する電圧操作余裕を設けるようにする。

[0080] 具体的に、制御部4は、電圧電流位相差、三相出力電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ の電流値、 $T_d$ 補正值 $V_{td}$ 及び変調率のうちの少なくとも1つに基づいて、電気角位相角 $0 \sim 360$  [度]の期間内で複数回、二相変調と三相変調とを切り替える。二相変調と三相変調との切り替えに当たり、切り替えタイミングの直前又は直後において、電圧電流位相差、三相出力電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ の電流値及び $T_d$ 補正值 $V_{td}$ の少なくとも一つに応じて三相変調の期間を挿入する。

[0081] 図5において、スイッチング期間中にも関わらず第2の三相電圧変調波 $V_{u2^*}$ 、 $V_{v2^*}$ 、 $V_{w2^*}$ が下限値である第1のリミッタ値 $L_{limit1}$ に近い期間 $X_a$ 、 $X_b$ においても $T_d$ 補正を確実に機能させるためには、 $T_d$ 補正值 $V_{td}$ に相当する変調率操作が行えるように、第2の三相電圧変調波 $V_{u2^*}$ 、 $V_{v2^*}$ 、 $V_{w2^*}$ を第1のリミッタ値 $L_{limit1}$ から離せばよい。但し、インバータ出力の線間電圧を維持するためには、第2の三相電圧変調波 $V_{u2^*}$ 、 $V_{v2^*}$ 、 $V_{w2^*}$ が第1のリミッタ値 $L_{limit1}$ に近い相だけでなく、全ての相の第2の三相電圧変調波 $V_{u2^*}$ 、 $V_{v2^*}$ 、 $V_{w2^*}$ を、上方向にシフトする必要がある。このようなシフト操作を行えば、全ての相の第2の三相電圧変調波 $V_{u2^*}$ 、 $V_{v2^*}$ 、 $V_{w2^*}$ の何れも第1のリミッタ値 $L_{limit1}$ を下回ることはなくなり、「下張りつき」をした相が無くなる。このことは、三相共にスイッチング動作をする三相変調の期間が挿入されることと同義である。二相変調本来のメリットであるスイッチング損失の抑制効果を保つためには、三相変調を挿入する期間を極力短くすることが望ましい。このため、期間 $X_a$ 、 $X_b$ において、第2の三相電圧変調波 $V_{u2^*}$ 、 $V_{v2^*}$ 、 $V_{w2^*}$ に対する電圧操作余裕が十分に得られる位相角条件になった場合には、即座に二相変調に戻すことが望ましい。

[0082] 上記のように、最低限の変調波操作幅の確保と、最低限の三相変調期間の挿入とを意図し、三相変調挿入期間 $X_{3in}$ を、電圧電流位相差、三相出力

電流  $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$  の電流値、 $T_d$  補正值  $V_{td}$  及び変調率のうちの少なくとも1つに基づいて設定し、当該三相変調挿入期間  $X_{3in}$  において、三相共通信号  $V_{com}$  を以下の (10) 式のように与える。

[0083] (三相変調挿入期間)

$$V_{com} = \min(V_{u1*}, V_{v1*}, V_{w1*}) + (1 - \Delta duty)$$

(三相変調挿入期間以外)

$$V_{com} = \min(V_{u1*}, V_{v1*}, V_{w1*}) + 1$$

... (10)

[0084] 図15及び図16は、実施の形態2に係る制御によって挿入される三相変調挿入期間  $X_{3in}$  の説明に供する第1及び第2の図である。図15及び図16において、図9と同一の波形及び同一の要素については、同一の符号を付して示している。

[0085] 図15及び図16では、煩雑さを避けるため、第1の三相電圧変調波  $V_{u1*}$ ,  $V_{v1*}$ ,  $V_{w1*}$  及び三相出力電流  $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$  については、 $u$  相電圧変調波  $V_{u1*}$  及び  $u$  相電流  $i_u$  のみを示している。図15は、 $u$  相電流  $i_u$  が  $u$  相電圧変調波  $V_{u1*}$  に対して位相が進んでいる場合の例であり、図16は、 $u$  相電流  $i_u$  が  $u$  相電圧変調波  $V_{u1*}$  に対して位相が遅れている場合の例である。図15及び図16では、三相変調挿入期間  $X_{3in}$  を太実線の矩形枠で示している。

[0086] 実施の形態1では、従来の二相変調における  $u$  相スイッチング休止期間  $Y_u$  の前後に適度な電圧操作余裕が得られるように期間  $X_{a'}$ ,  $X_{b'}$  を設けていた。図9の説明では特に触れていないが、図9で示した期間  $X_{a'}$ ,  $X_{b'}$  は、基本的には等しい位相角幅である。一方、実施の形態2において、図15の例の場合、太破線の矩形枠で示されている期間  $X_{a''}$ ,  $X_{b''}$  は、必ずしも  $X_{a''} = X_{b''}$  とはならない。図15のように、 $u$  相電流  $i_u$  が  $u$  相電圧変調波  $V_{u1*}$  に対して位相が進んでいる場合、 $u$  相電流  $i_u$  のゼロクロスタイミングでは  $u$  相  $T_d$  補正值  $V_{td\_u}$  の極性が反転するので、ゼロクロス以降は電圧操作余裕を設ける必要性がなくなる。このため、そのタイミン

グで三相変調から二相変調に切り替えてもよい。図15の例では、ゼロクロスのタイミングで三相変調から二相変調に切り替えているので、期間 $X a''$ と期間 $X b''$ との関係は、 $X a'' > X b''$ となっている。

[0087] 一方、図16のように、u相電流 $i_u$ がu相電圧変調波 $V_{u1*}$ に対して位相が遅れている場合、u相電流 $i_u$ のゼロクロスのタイミングではu相Td補正值 $V_{td\_u}$ の極性が反転するので、u相電圧変調波 $V_{u1*}$ の極性とu相Td補正值 $V_{td\_u}$ の極性とが同じとなり、電圧操作余裕が小さくなる。このため、u相電流 $i_u$ のゼロクロスのタイミングにおいて、二相変調から三相変調に切り替えることが望ましい。ゼロクロスのタイミングで二相変調から三相変調に切り替えている図16の例では、期間 $X a'''$ と期間 $X b'''$ との関係が、 $X a''' < X b'''$ となっている。

[0088] また、三相変調挿入期間 $X_{3in}$ の幅である期間 $X a''$ 、 $X b''$ 及び期間 $X a'''$ 、 $X b'''$ の幅は、先述の電圧電流位相差以外に、Td補正值 $V_{td}$ に応じて変更してもよい。Td補正值 $V_{td}$ は三相出力電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ の電流値の大きさに依存する。三相出力電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ の電流値が小さいとき、変調波の操作余裕は小さくてもよい。このため、その分、期間 $X a''$ 、 $X b''$ 、 $X a'''$ 、 $X b'''$ の幅を短くすることができる。

[0089] また、電圧操作余裕は、変調率が小さい程大きくなる。このため、その分、期間 $X a''$ 、 $X b''$ 、 $X a'''$ 、 $X b'''$ の幅を短くすることができる。また、二相変調と三相変調との切り替えに際し、切り替えのタイミングを、期間 $X a''$ 、 $X b''$ 、 $X a'''$ 、 $X b'''$ の幅、即ち三相変調挿入期間 $X_{3in}$ の幅に基づいて制御してもよい。

[0090] 以上説明したように、実施の形態2に係る電力変換装置によれば、制御部は、インバータの三相出力電流の電流値、インバータの三相出力電圧と三相出力電流との間の位相差、デッドタイムに起因する誤差を補正するための電圧補正值、及び三相出力電圧の変調率のうちの少なくとも1つに基づいて、三相変調期間の発生タイミング及び発生期間長を制御する。この制御により、余分な電圧操作余裕を排除して、真に必要な三相変調挿入期間の幅を設定

することができる。これにより、三相変調を挿入する期間を極力短くすることができ、二相変調本来のメリットであるスイッチング損失の抑制効果を維持することが可能となる。

[0091] 実施の形態3.

実施の形態1, 2では、二相変調の実施の際にスイッチング動作を休止させる相がスイッチング期間からスイッチング休止期間に移行するタイミングの直前及び直後、並びにスイッチング動作を休止させた相がスイッチング休止期間からスイッチング期間に移行するタイミングの直前及び直後に、三相共にスイッチング動作させる三相変調期間を挿入していた。一方、例えば、電流振幅が小さい運転条件又は用途では、デッドタイム $T_d$ に起因する外乱電圧の影響が小さいので、電圧操作余裕が小さい期間が残存しても電流リップルの発生が小さい。このため、実施の形態1, 2よりも、三相変調挿入期間 $\times 3 i_n$ の幅を更に小さくすることができる。実施の形態3では、この実施態様について図17及び図18を参照して説明する。

[0092] 図17及び図18は、実施の形態3に係る制御によって挿入される三相変調挿入期間 $\times 3 i_n$ の説明に供する第1及び第2の図である。図17及び図18において、図15及び図16と同一の波形及び同一の要素については、同一の符号を付して示している。

[0093] 図17及び図18では、煩雑さを避けるため、第1の三相電圧変調波 $V_{u1^*}$ ,  $V_{v1^*}$ ,  $V_{w1^*}$ 及び三相出力電流 $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ については、u相電圧変調波 $V_{u1^*}$ 及びu相電流 $i_u$ のみを示している。図17は、u相電流 $i_u$ がu相電圧変調波 $V_{u1^*}$ に対して位相が進んでいる場合の例であり、図18は、u相電流 $i_u$ がu相電圧変調波 $V_{u1^*}$ に対して位相が遅れている場合の例である。図17及び図18では、三相変調挿入期間 $\times 3 i_n$ を太実線の矩形枠で示している。

[0094] 図17の例では、スイッチング動作を休止させる相がスイッチング期間からスイッチング休止期間に移行するタイミングの直前のみ、及びスイッチング動作を休止させた相がスイッチング休止期間からスイッチング期間に移行

するタイミングの直前のみ三相変調挿入期間 $\times 3 i_n$ が設定されている。また、図18の例では、スイッチング動作を休止させる相がスイッチング期間からスイッチング休止期間に移行するタイミングの直後のみ、及びスイッチング動作を休止させた相がスイッチング休止期間からスイッチング期間に移行するタイミングの直後のみ三相変調挿入期間 $\times 3 i_n$ が設定されている。即ち、三相出力電流 $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ が三相出力電圧に対して位相が進んでいる場合には、スイッチング期間とスイッチング休止期間との切り替わりのタイミングの直前のみ三相変調挿入期間 $\times 3 i_n$ が設定され、三相出力電流 $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ が三相出力電圧に対して位相が遅れている場合には、スイッチング期間とスイッチング休止期間との切り替わりのタイミングの直後のみ三相変調挿入期間 $\times 3 i_n$ が設定される実施態様となる。

[0095] なお、図17の例では、スイッチング期間とスイッチング休止期間との切り替わりのタイミングの直前のみ三相変調挿入期間 $\times 3 i_n$ が挿入されているが、切り替わりのタイミングの直後に三相変調挿入期間 $\times 3 i_n$ が設定されることを妨げるものではない。また、図18の例では、スイッチング期間とスイッチング休止期間との切り替わりのタイミングの直後のみ三相変調挿入期間 $\times 3 i_n$ が設定されているが、切り替わりのタイミングの直前に三相変調挿入期間 $\times 3 i_n$ が設定されることを妨げるものではない。実施の形態3の制御によれば、三相変調の挿入期間を局限できるので、電流リップ及びトルクリプルを抑制しながら、スイッチング損失を抑制することができる。即ち、実施の形態3に係る電力変換装置を用いれば、電流リップ及びトルクリプルの抑制と、スイッチング損失の抑制との両立を図ることが可能となる。

[0096] 以上説明したように、実施の形態3に係る電力変換装置によれば、制御部は、三相のうちの1つの相のスイッチング素子のスイッチング動作を順番に休止させる二相変調を実施すると共に、インバータに流出入する電流に基づいて、二相変調の実施の際にスイッチング動作を休止させる相がスイッチング期間からスイッチング休止期間に移行するタイミングの直前及び直後のう

ちの少なくとも1つ、並びにスイッチング動作を休止させた相がスイッチング休止期間からスイッチング期間に移行するタイミングの直前及び直後のうちの少なくとも1つに、三相共にスイッチング動作させる三相変調期間を挿入する。この制御により、三相変調の挿入期間を局限することができる。これにより、電流リップル及びトルクリップルの抑制と、スイッチング損失の抑制との両立を図ることが可能となる。

[0097] 実施の形態4.

三相インバータ出力の線間電圧を維持するためには、全ての相の変調波を、同方向にシフトする必要がある、このシフト操作によりモータ5の中性点電位が変動する。中性点電位の変動は、モータ軸電食の進行を速めるといった悪影響があるため、中性点電位が変動するのは好ましくない。そこで、実施の形態4では、Td補正の精度を確保しつつ、中性点電位の変動を抑制するようにする。以下、実施の形態4に係る制御について図19を参照して説明する。図19は、実施の形態4に係る制御によって挿入される三相変調挿入期間 $X3in$ の説明に供する図である。

[0098] 図19では、煩雑さを避けるため、三相出力電流については、u相電流 $i_u$ のみを示している。また、図19では、三相変調挿入期間 $X3in$ を太実線の矩形枠で示している。図19では、三相変調挿入期間 $X3in$ に対称性を持たせるため、従来の二相変調におけるu相スイッチング休止期間 $Y_u$ が始まる位相角 $120$  [度]の前後に、等しい位相角幅 $\Delta\theta$ 、即ち位相角幅 $2\Delta\theta$ の三相変調挿入期間 $X3in$ が設定されている。同様に、従来の二相変調におけるu相スイッチング休止期間 $Y_u$ が終わる位相角 $240$  [度]の前後に、予め定められた等しい位相角幅 $\Delta\theta$ 、即ち位相角幅 $2\Delta\theta$ の三相変調挿入期間 $X3in$ が設定されている。図19は、u相スイッチング休止期間 $Y_u$ に関する挿入例であるが、v, w相のスイッチング休止期間に対しても同様に挿入される。従って、uvw各相で見ると、スイッチング動作を休止させる相がスイッチング期間からスイッチング休止期間に移行するタイミングの直前及び直後、並びにスイッチング動作を休止させた相がスイッチング

休止期間からスイッチング期間に移行するタイミングの直前及び直後において、三相共にスイッチング動作させる互いに等しい三相変調期間が挿入される。実施の形態4の制御によれば、スイッチング休止期間が始まるタイミングの直前及び直後、並びにスイッチング休止期間が終わるタイミングの直前及び直後に挿入される三相変調期間の位相角幅が4者で等しいので、Td補正の精度を確保しながら、中性点電位の変動を抑制することが可能となる。

[0099] 以上説明したように、実施の形態4に係る電力変換装置によれば、スイッチング休止期間が始まるタイミングの直前及び直後、並びにスイッチング休止期間が終わるタイミングの直前及び直後の4箇所互いに等しい位相角幅の三相変調期間が挿入されるので、Td補正の精度を確保しながら、中性点電位の変動を抑制することができる。これにより、Td補正の精度を確保しながら、モータ軸電食の進行を抑制することが可能となる。

[0100] 実施の形態5.

実施の形態1で説明したTd補正值 $V_{td}$ は、図7及び図8に示されるように、三相出力電流の大きさ及び極性に応じた電圧である。このため、三相電圧変調波の位相と、三相出力電流の位相と同義のTd補正值 $V_{td}$ の位相とが同位相に近づく程、三相電圧変調波の対称性が保たれるようになる。中性点電位の変動の抑制をより好適に行うには、三相出力電流に対して負荷力率が1となるように電圧指令を生成する。

[0101] 負荷力率を1に制御する方法としては、例えば特開平10-243700号公報に記載されている方法を利用できる。また、三相負荷であるモータ5が、例えば表面磁石型モータの場合、周知のベクトル制御に基づく方法でもよい。具体的には、図1の方法で検出した三相出力電流 $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ をモータ5の回転子に同期して回転する直交座標上のdq軸電流 $I_d$ ,  $I_q$ に座標変換して、d軸電流指令 $I_d^*$ とq軸電流指令 $I_q^*$ とを生成する。更に、dq各軸においてdq軸電流指令 $I_d^*$ ,  $I_q^*$ と座標変換した検出電流値 $I_d$ ,  $I_q$ との差分に基づいて各軸の電圧指令を生成する。その際、d軸電流指令 $I_d^*$ にゼロを与え、d軸電流 $I_d$ がゼロとなるように制御することで

、より正確に負荷力率を1に制御することができる。従って、モータ5が表面磁石型モータであれば、この種のベクトル制御を用いることで、好適に負荷力率を1に制御することができる。

[0102] 以上説明したように、実施の形態5に係る電力変換装置によれば、制御部は、インバータの出力電流である三相出力電流に応じて、負荷力率が1に近づくように制御する。負荷力率が1に近づくように制御することで、三相出力電流と三相出力電圧とにおける各相の位相差がゼロに近づくので、二相変調によるスイッチング休止期間と各相電流が大きくなる期間とが一致する。スイッチング損失の低減効果は三相出力電流の大きさに略比例するという性質を有しているため、実施の形態1から4において説明した効果に加え、スイッチング損失の低減効果を高めることができる。更に、三相負荷が表面磁石型モータの場合、d軸電流指令をゼロに制御することで、負荷力率を厳密に1に制御できるので、スイッチング損失の低減効果を更に高めることができる。

[0103] 実施の形態6.

図20は、実施の形態6に係る空気調和装置200の構成例を示す図である。実施の形態6に係る空気調和装置200は、実施の形態1から5で説明した電力変換装置100と、圧縮機50と、ファンモータ5bと、ファンモータ5bを駆動源とするファン52と、冷凍サイクル110とを備える。圧縮機50は、圧縮機モータ5aと、冷媒を圧縮する圧縮要素51とを備える。圧縮機モータ5aは、圧縮機50の駆動源である。

[0104] 電力変換装置100は、圧縮機50の駆動源である圧縮機モータ5a、ファン52の駆動源であるファンモータ5bの各々に対して電力を供給する図示しないインバータを2台有している。2台のインバータのうちの少なくとも1台は、実施の形態1から5で説明したインバータ3が適用される。なお、実施の形態1から5で説明したコンバータ2は、整流された電圧を出力することが目的であり、2台のインバータ3に対して共通でもよく、或いは2台のインバータ3ごとに個別に備えられていてもよい。

[0105] 冷凍サイクル110では、圧縮機50と、四方弁121と、熱源側熱交換器122と、負荷側熱交換器132と、膨張装置131とによって冷媒回路が構成される。圧縮機50は冷媒を圧縮し、熱源側熱交換器122及び負荷側熱交換器132は冷媒の熱交換を行い、ファン52は熱源側熱交換器122に風を送る。冷凍サイクル110の構成要素に関し、図20では、四方弁121と熱源側熱交換器122とが室外機120に設けられ、膨張装置131と負荷側熱交換器132とが室内機130に設けられる構成を示している。なお、図20の構成は一例であり、実施の形態6に係る空気調和装置200は、図20の構成に限定されない。

[0106] 実施の形態6に係る空気調和装置200に対して、実施の形態1から5に係る電力変換装置100のうちの何れかを適用すれば、実施の形態1から5で説明した何れかの効果を楽しむことができる。具体的には、圧縮機50の駆動源である圧縮機モータ5a及びファン52の駆動源であるファンモータ5bのうちの少なくとも1つのモータの電流リップルが抑制されるので、当該モータが発するトルクリプルが抑制される。これにより、トルクリプルに起因する空気調和装置200の騒音を抑制でき、電流リップルに起因する損失も抑制できるので、空気調和装置200の性能を向上させることが可能となる。

[0107] 最後に、上述した制御部4の機能を実現するためのハードウェア構成について、図21及び図22の図面を参照して説明する。図21は、実施の形態1から5における制御部4の機能を実現するハードウェア構成の一例を示す図である。図22は、実施の形態1から5における制御部4の機能を実現するハードウェア構成の他の例を示す図である。

[0108] 実施の形態1から5における制御部4の機能の一部又は全部を実現する場合には、図21に示されるように、演算を行うプロセッサ300、プロセッサ300によって読みとられるプログラムが保存されるメモリ302、及び信号の入出力を行うインタフェース304を含む構成とすることができる。

[0109] プロセッサ300は、演算手段の一例である。プロセッサ300は、マイ

クロプロセッサ、マイクロコンピュータ、CPU (Central Processing Unit)、又はDSP (Digital Signal Processor) と称される演算手段であってもよい。また、メモリ302には、RAM (Random Access Memory)、ROM (Read Only Memory)、フラッシュメモリ、EPROM (Erasable Programmable ROM)、EEPROM (登録商標) (Electrically EPROM) といった不揮発性又は揮発性の半導体メモリ、磁気ディスク、フレキシブルディスク、光ディスク、コンパクトディスク、ミニディスク、DVD (Digital Versatile Disc) を例示することができる。

[0110] メモリ302には、実施の形態1から5における制御部4の機能を実行するプログラムが格納されている。プロセッサ300は、インタフェース304を介して必要な情報を授受し、メモリ302に格納されたプログラムをプロセッサ300が実行し、メモリ302に格納されたテーブルをプロセッサ300が参照することにより、上述した処理を行うことができる。プロセッサ300による演算結果は、メモリ302に記憶することができる。

[0111] また、実施の形態1から5における制御部4の機能の一部を実現する場合には、図22に示す処理回路303を用いることもできる。処理回路303は、単回路、複回路、ASIC (Application Specific Integrated Circuit)、FPGA (Field-Programmable Gate Array)、又は、これらを組み合わせたものが該当する。処理回路303に入力する情報、及び処理回路303から出力する情報は、インタフェース304を介して授受することができる。

[0112] なお、制御部4における一部の処理を処理回路303で実施し、処理回路303で実施しない処理をプロセッサ300及びメモリ302で実施してもよい。

[0113] 以上の実施の形態に示した構成は、一例を示すものであり、別の公知の技術と組み合わせることも可能であるし、実施の形態同士を組み合わせることも可能であるし、要旨を逸脱しない範囲で、構成の一部を省略、変更することも可能である。

[0114] 例えば、図1から図3において、交流電源である商用電源1の相数は単相又は三相の何れでもよい。インバータ3に対し、商用電源1及びコンバータ2は直流電力を供給する直流電力供給源として動作するが、商用電源1及びコンバータ2に代えて、バッテリーなどの直流電源を用いてもよい。また、図2において、制御部4に入力される変調率指令 $V_k$ 及び電圧位相 $\theta$ は、上位の制御系において周知のベクトル制御を含む電流フィードバック制御、又はフィードフォワード制御に基づいて生成される。また、実施の形態1から5では、下張りつけ二相変調方式を前提として説明したが、上限値を“1”として上限値側に張りつける上張りつけ二相変調方式を用いても同様に実現できる。

### 符号の説明

[0115] 1 商用電源、2 コンバータ、3 インバータ、4 制御部、5 モータ、5 a 圧縮機モータ、5 b ファンモータ、6 a, 6 b, 7 電気配線、31 a~31 c, 32 a~32 c スイッチング素子、33 a~33 c, 34 ショット抵抗、35 a, 35 b 電流検出器、41, 41 A 変調方式選択部、42 変調波生成部、43 Td補正部、44 PWM変調部、45 Td付加部、50 圧縮機、51 圧縮要素、52 ファン、100 電力変換装置、110 冷凍サイクル、120 室外機、121 四方弁、122 熱源側熱交換器、130 室内機、131 膨張装置、132 負荷側熱交換器、200 空気調和装置、300 プロセッサ、302 メモリ、303 処理回路、304 インタフェース。

## 請求の範囲

### [請求項1]

直流電力を交流電力に変換して三相負荷に供給するインバータと、前記インバータに具備される三相の複数のスイッチング素子に対するスイッチング信号を生成して前記インバータに出力する制御部と、を備え、

前記制御部は、三相のうちの1つの相のスイッチング素子のスイッチング動作を順番に休止させる二相変調を実施すると共に、前記インバータに流出入する電流に基づいて、前記二相変調の実施の際にスイッチング動作を休止させる相がスイッチング期間からスイッチング休止期間に移行するタイミングの直前及び直後のうちの少なくとも1つ、並びにスイッチング動作を休止させた相がスイッチング休止期間からスイッチング期間に移行するタイミングの直前及び直後のうちの少なくとも1つに、三相共にスイッチング動作させる三相変調期間を挿入する

電力変換装置。

### [請求項2]

前記制御部は、前記インバータの出力電流である三相出力電流が前記インバータの出力電圧である三相出力電圧に対して位相が進んでいる場合、スイッチング動作を休止させる相がスイッチング期間からスイッチング休止期間に移行するタイミングの直後、及びスイッチング動作を休止させた相がスイッチング休止期間からスイッチング期間に移行するタイミングの直後に前記三相変調期間を挿入する

請求項1に記載の電力変換装置。

### [請求項3]

前記制御部は、前記インバータの出力電流である三相出力電流が前記インバータの出力電圧である三相出力電圧に対して位相が遅れている場合、スイッチング動作を休止させる相がスイッチング期間からスイッチング休止期間に移行するタイミングの直前、及びスイッチング動作を休止させた相がスイッチング休止期間からスイッチング期間に移行するタイミングの直前に前記三相変調期間を挿入する

請求項 1 に記載の電力変換装置。

[請求項4]

前記制御部は、三相のうちの1つの相のスイッチング素子のスイッチング動作を順番に休止させる二相変調を実施すると共に、前記インバータに流出入する電流に基づいて、前記二相変調の実施の際にスイッチング動作を休止させる相がスイッチング期間からスイッチング休止期間に移行するタイミングの直前及び直後、並びにスイッチング動作を休止させた相がスイッチング休止期間からスイッチング期間に移行するタイミングの直前及び直後に、三相共にスイッチング動作させる三相変調期間を挿入する

請求項 1 に記載の電力変換装置。

[請求項5]

前記制御部は、前記インバータの三相出力電流の電流値、前記インバータの三相出力電圧と前記三相出力電流との間の位相差、デッドタイムに起因する誤差を補正するための電圧補正值、及び前記三相出力電圧の変調率のうちの少なくとも1つに基づいて前記三相変調期間の発生タイミング及び発生期間長を制御する

請求項 4 に記載の電力変換装置。

[請求項6]

前記スイッチング休止期間が始まるタイミングの直前及び直後、並びに前記スイッチング休止期間が終わるタイミングの直前及び直後の4箇所互いに等しい位相角幅の三相変調期間が挿入される

請求項 4 に記載の電力変換装置。

[請求項7]

前記制御部は、上位の制御系から出力される電圧指令に基づいて第1の三相電圧変調波を生成し、生成した前記第1の三相電圧変調波に対し、線間電圧値を維持しながら前記スイッチング休止期間を設定するための三相共通信号を算出し、前記第1の三相電圧変調波に前記三相共通信号を重畳することで第2の三相電圧変調波を算出し、更に、前記第2の三相電圧変調波に対して前記スイッチング信号に付与されるデッドタイムに起因する誤差を補正した第3の三相電圧変調波に基づいて前記スイッチング信号を生成する

請求項 1 から 6 の何れか 1 項に記載の電力変換装置。

[請求項8]

前記制御部は、前記第 1 の三相電圧変調波のうち、予め定められた第 1 のリミッタ値に近い値の第 1 の三相電圧変調波と前記第 1 のリミッタ値との差分である第 1 差分に基づいて前記三相共通信号を算出し、前記三相変調期間を挿入する処理を実施する際には、前記第 1 のリミッタ値に近い値の第 1 の三相電圧変調波と前記第 1 のリミッタ値より絶対値が小さい第 2 のリミッタ値との差分である第 2 差分に基づいて前記三相共通信号を算出する

請求項 7 に記載の電力変換装置。

[請求項9]

前記第 1 のリミッタ値と前記第 2 のリミッタ値との差分である第 3 差分は、前記インバータの出力電流である三相出力電流の実効値、又は、前記インバータの出力電圧である三相出力電圧と前記三相出力電流との位相差のうちの少なくとも 1 つに基づいて決定される

請求項 8 に記載の電力変換装置。

[請求項10]

前記三相負荷はモータであり、

前記制御部は、前記モータの回転速度が予め定められた閾値を下回る運転条件下では、前記二相変調を実施せずに三相変調を実施する

請求項 1 から 9 の何れか 1 項に記載の電力変換装置。

[請求項11]

前記三相負荷はモータであり、

前記制御部は、前記モータの回転速度が予め定められた閾値を下回る運転条件下では、前記第 3 差分の値を前記デッドタイムに起因する外乱電圧の値に基づいて決定することで、各相共に全期間スイッチングする三相変調期間とする

請求項 9 に記載の電力変換装置。

[請求項12]

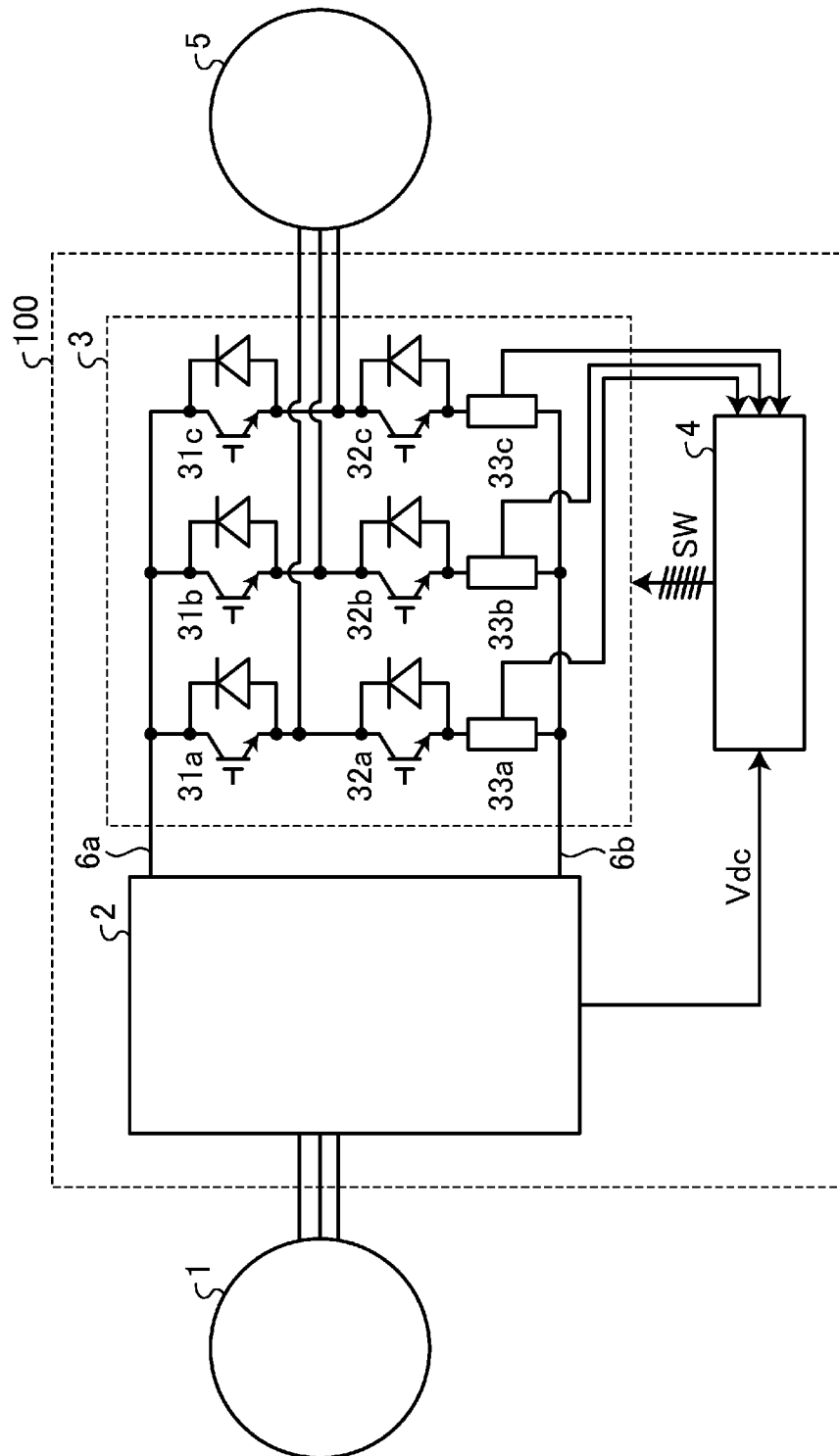
前記三相負荷はモータであり、

前記制御部は、前記モータの回転速度が予め定められた閾値を上回る運転条件下では、前記三相変調期間を挿入しない

請求項 1 から 11 の何れか 1 項に記載の電力変換装置。

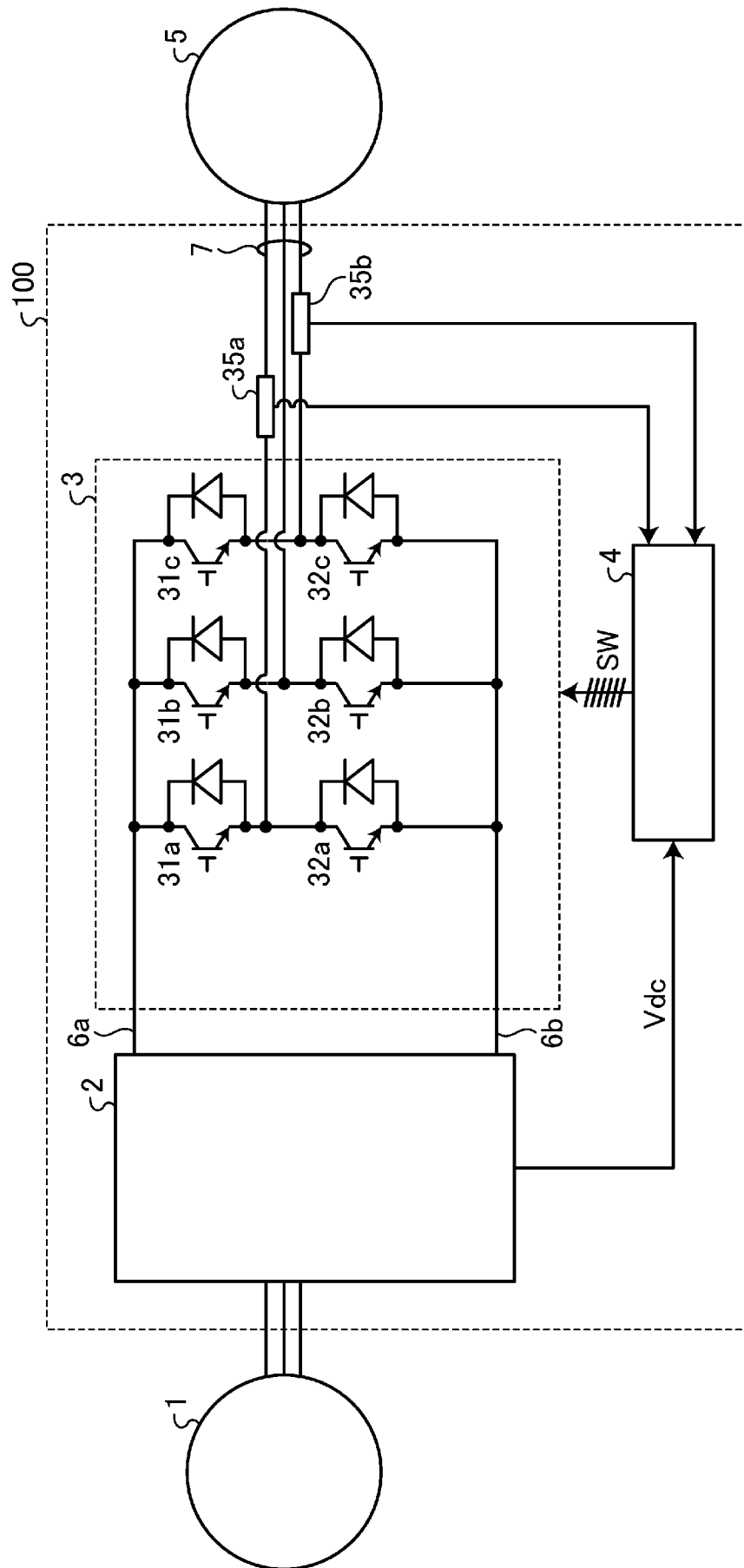
- [請求項13] 前記三相負荷はモータであり、  
前記制御部は、前記モータの回転速度が予め定められた閾値を上回る運転条件下では、前記第3差分をゼロとすることで、全期間、三相変調期間を挿入しない  
請求項9又は11に記載の電力変換装置。
- [請求項14] 前記制御部は、前記インバータの出力電流に応じて、負荷力率が1に近づくように制御する  
請求項1から13の何れか1項に記載の電力変換装置。
- [請求項15] 前記三相負荷は表面磁石型モータであり、  
前記制御部は、前記インバータの出力電流に基づいたベクトル制御によって負荷力率が1となる電流指令を生成する  
請求項14に記載の電力変換装置。
- [請求項16] 請求項1から15の何れか1項に記載の電力変換装置と、  
冷媒を圧縮する圧縮機と、  
前記冷媒の熱交換を行う熱交換器と、  
前記熱交換器へ風を送るファンと、  
前記圧縮機を駆動するモータ及び前記ファンを駆動するモータのうち少なくとも1つを前記電力変換装置によって駆動する  
空気調和装置。

[図1]



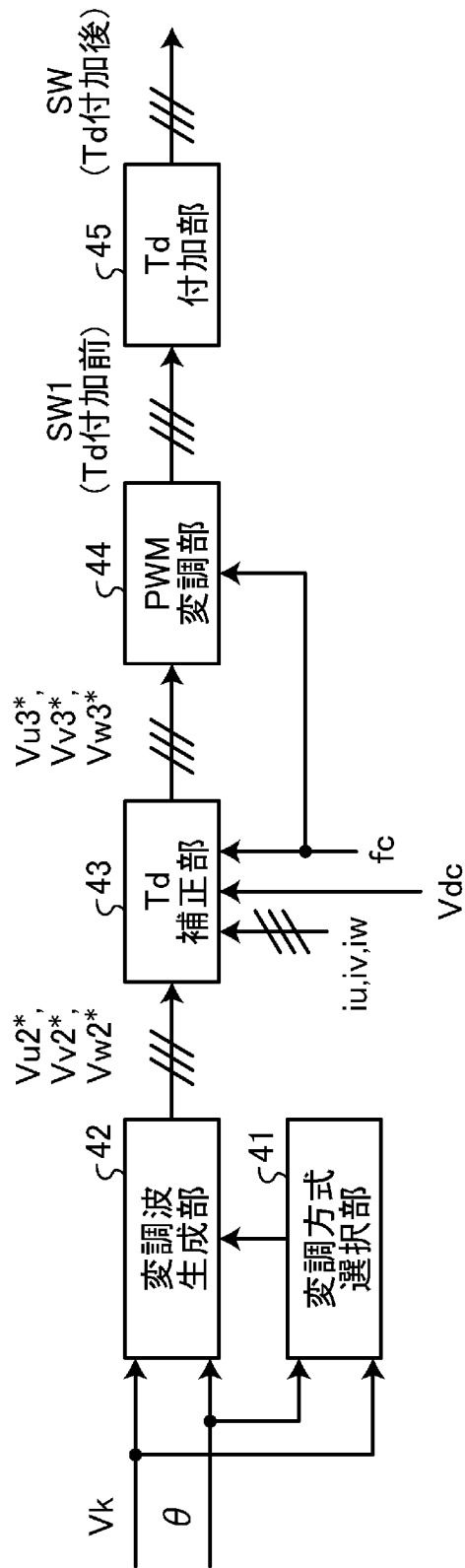


[図3]

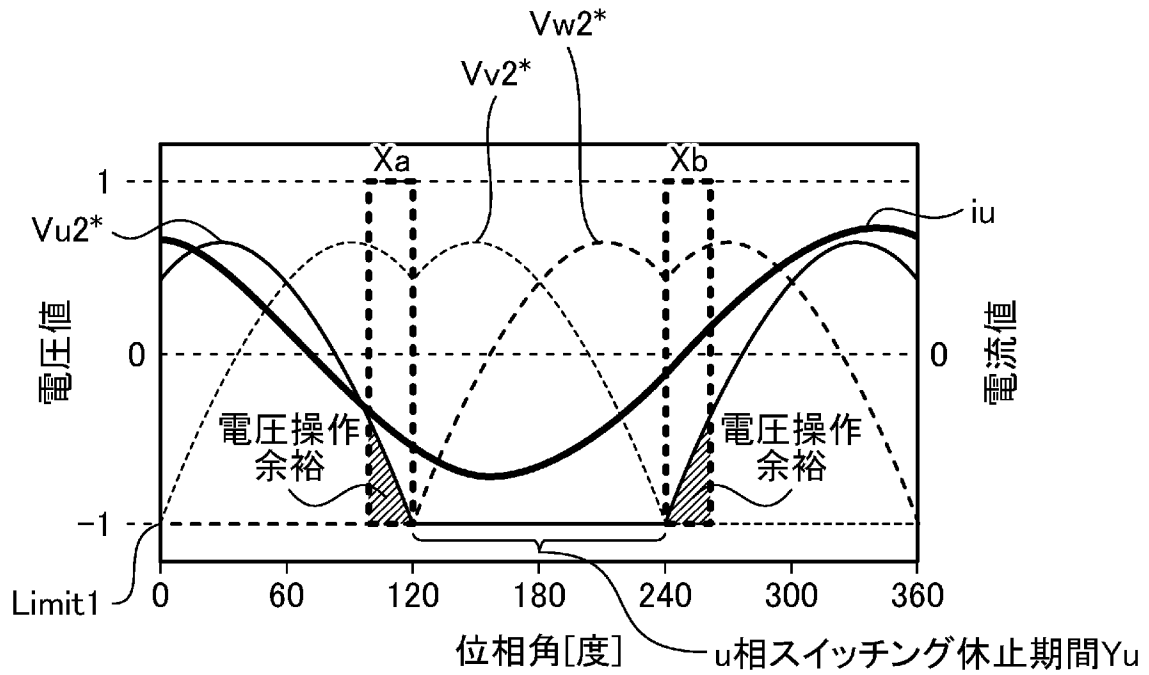


[図4]

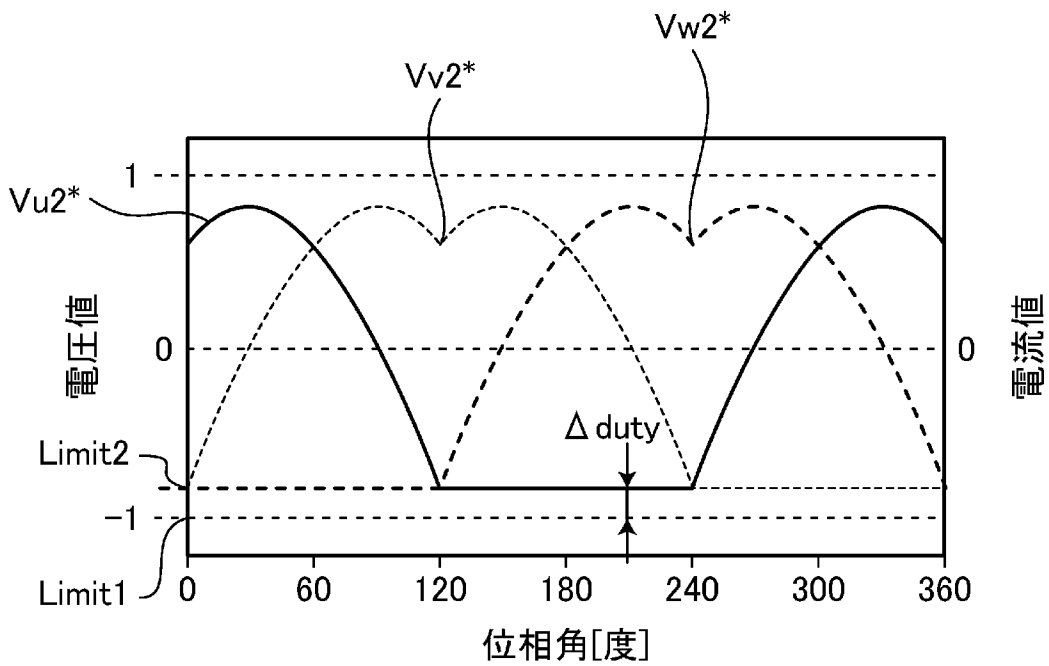
4



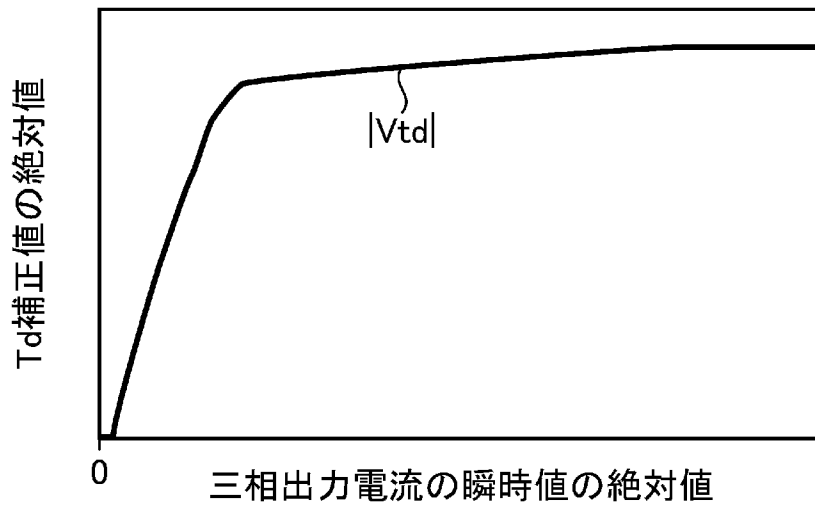
[図5]



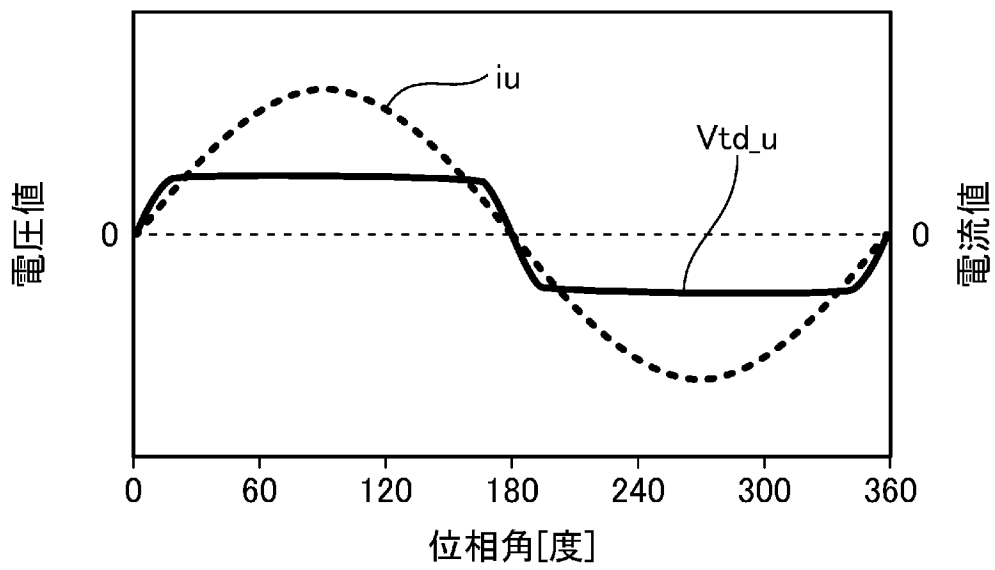
[図6]



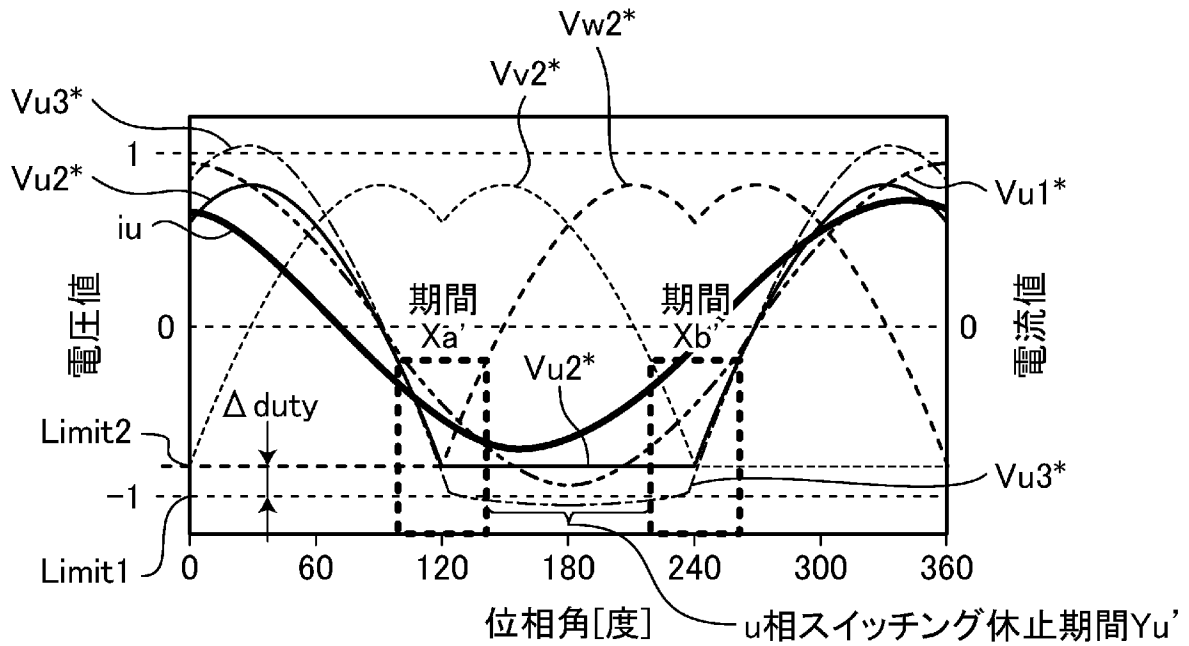
[図7]



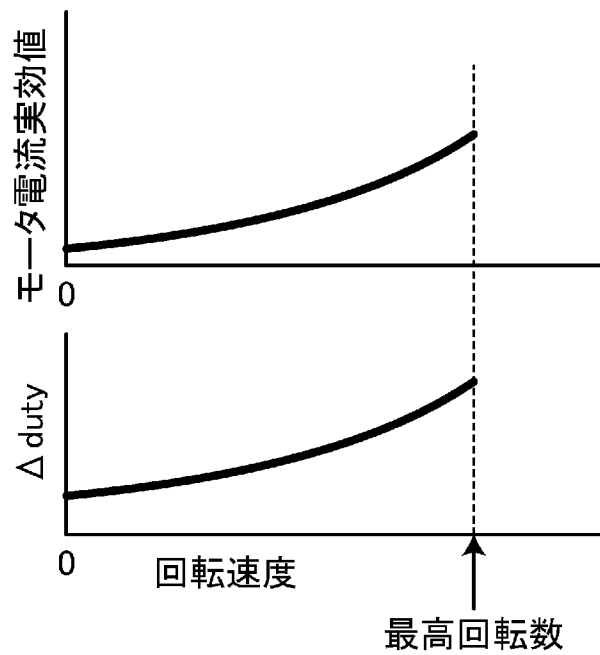
[図8]



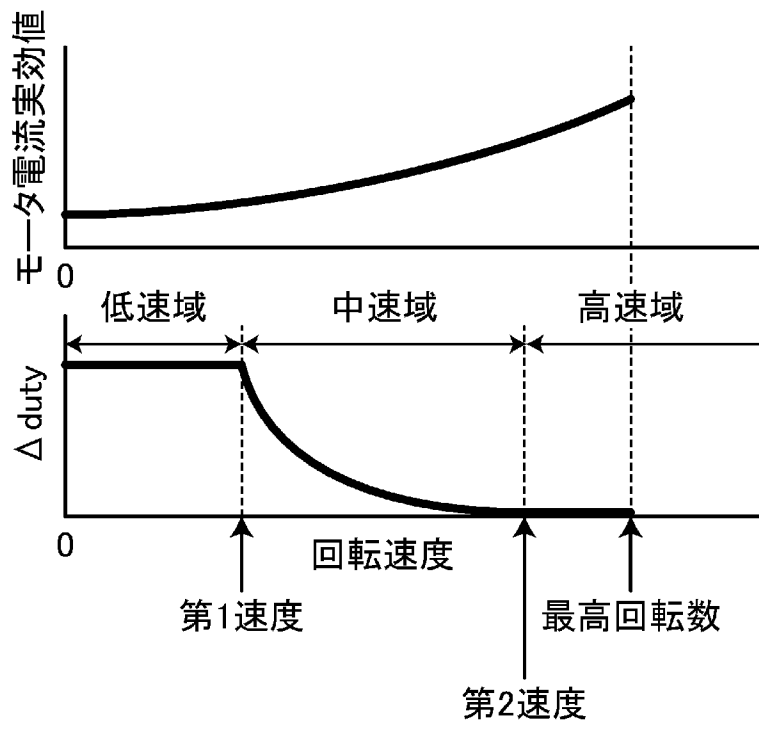
[図9]



[図10]

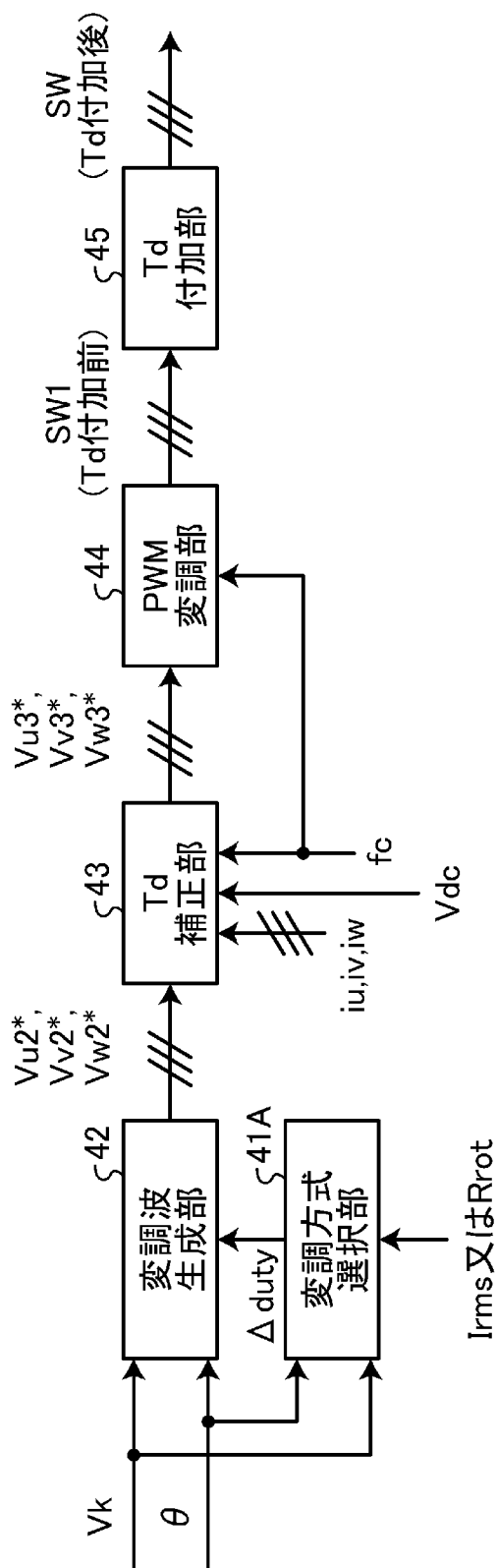


[図11]

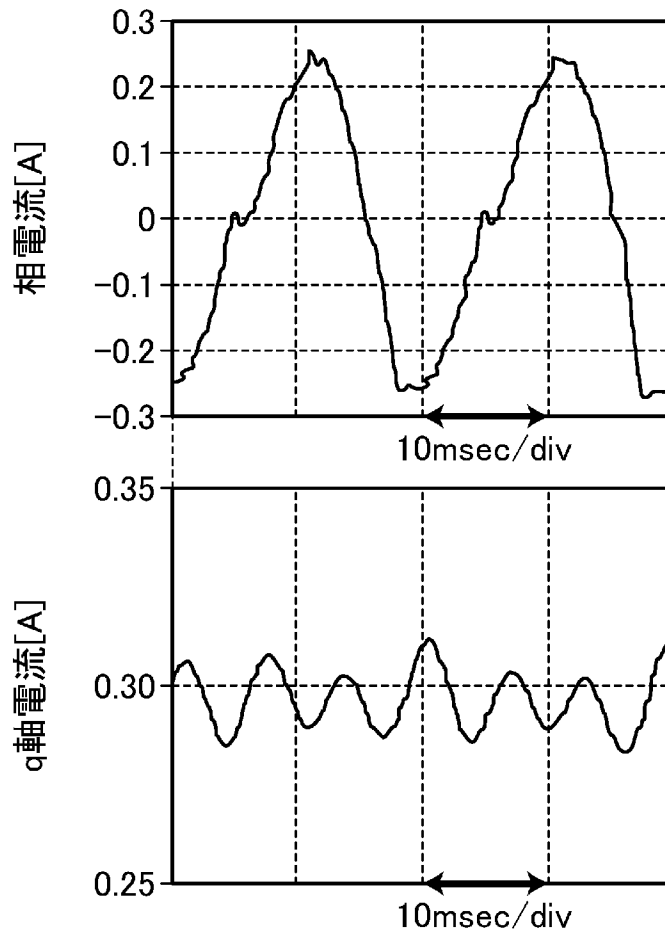


[図12]

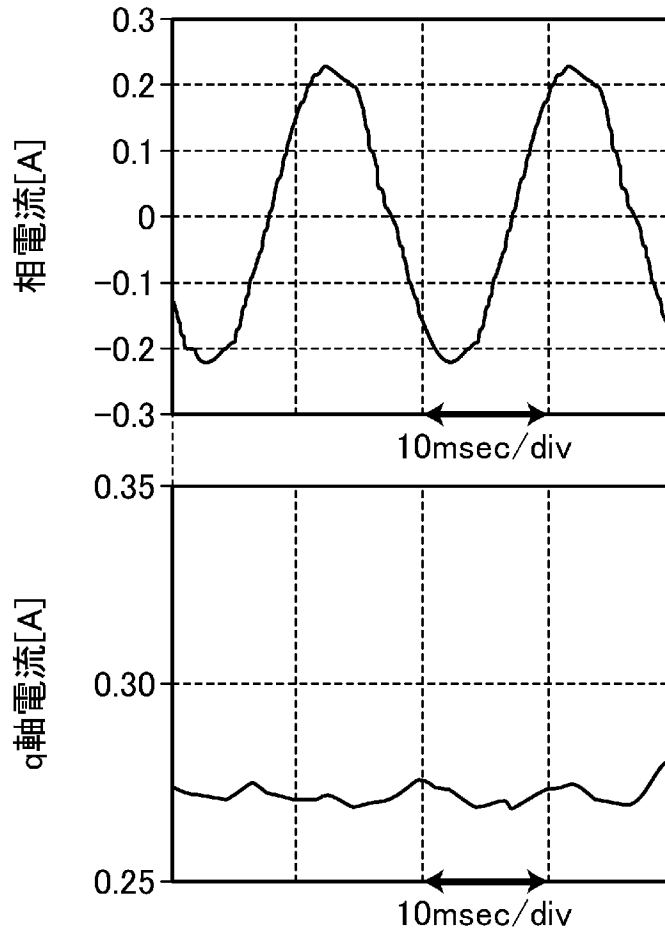
4



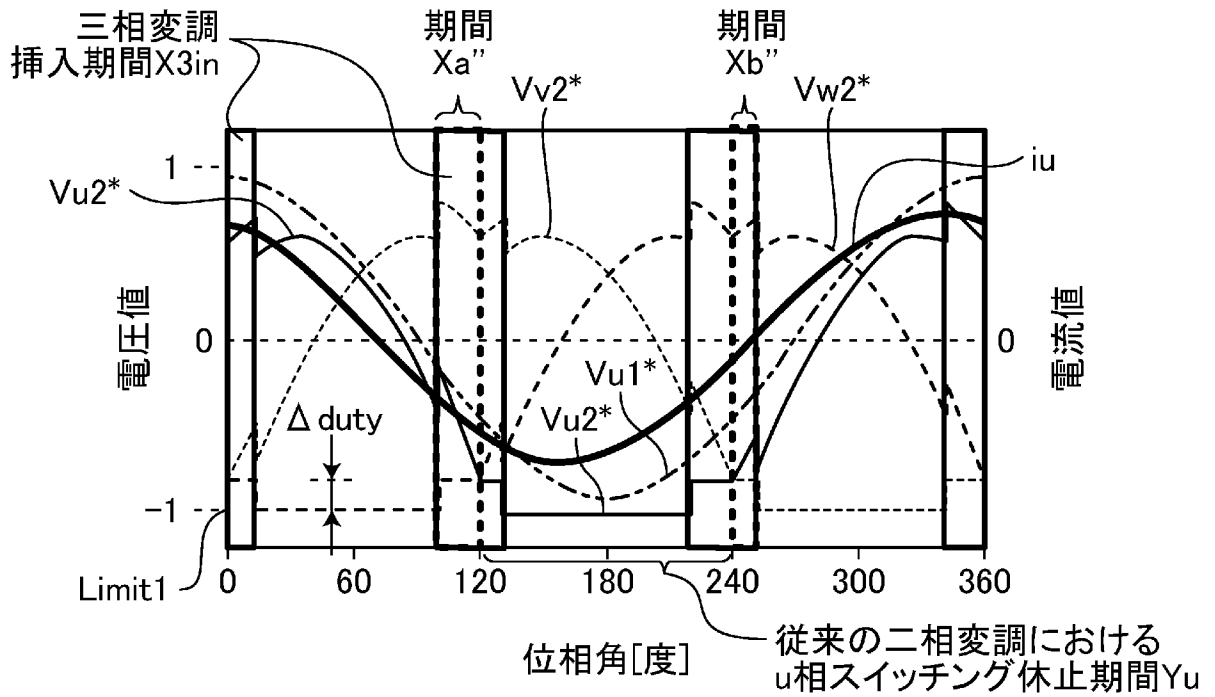
[図13]



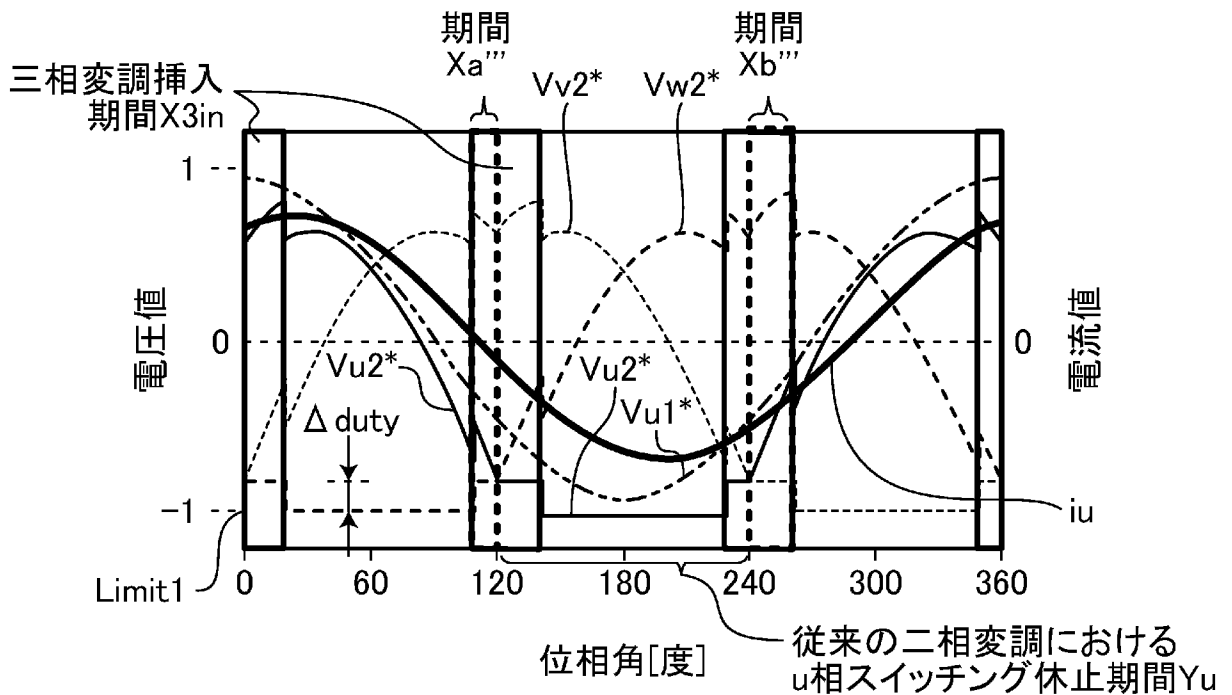
[図14]



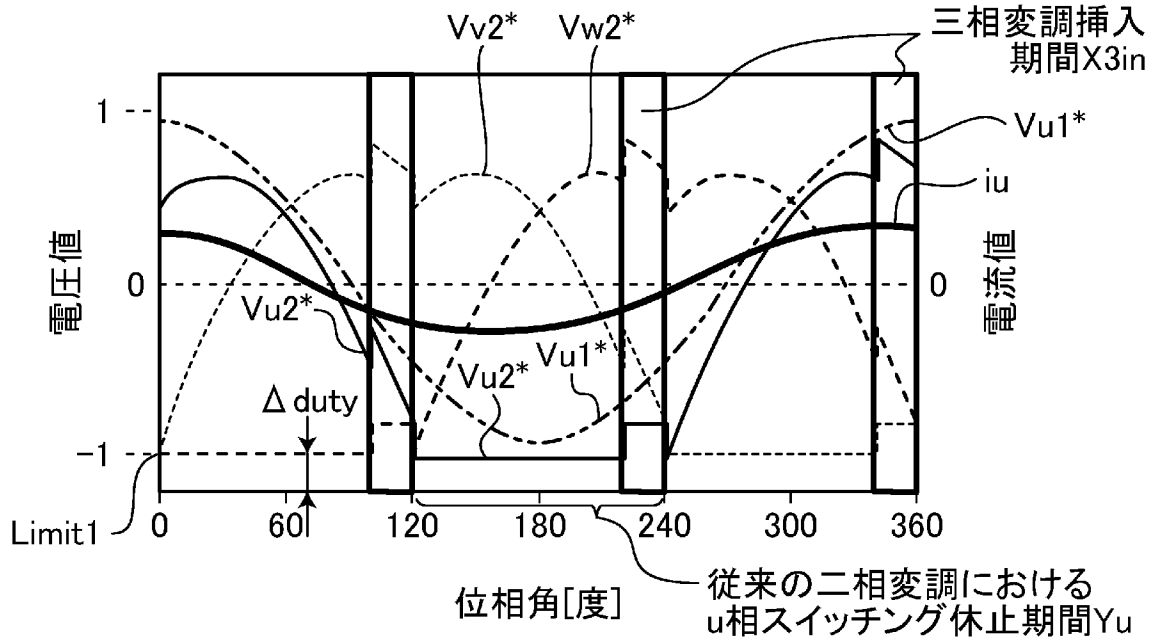
[図15]



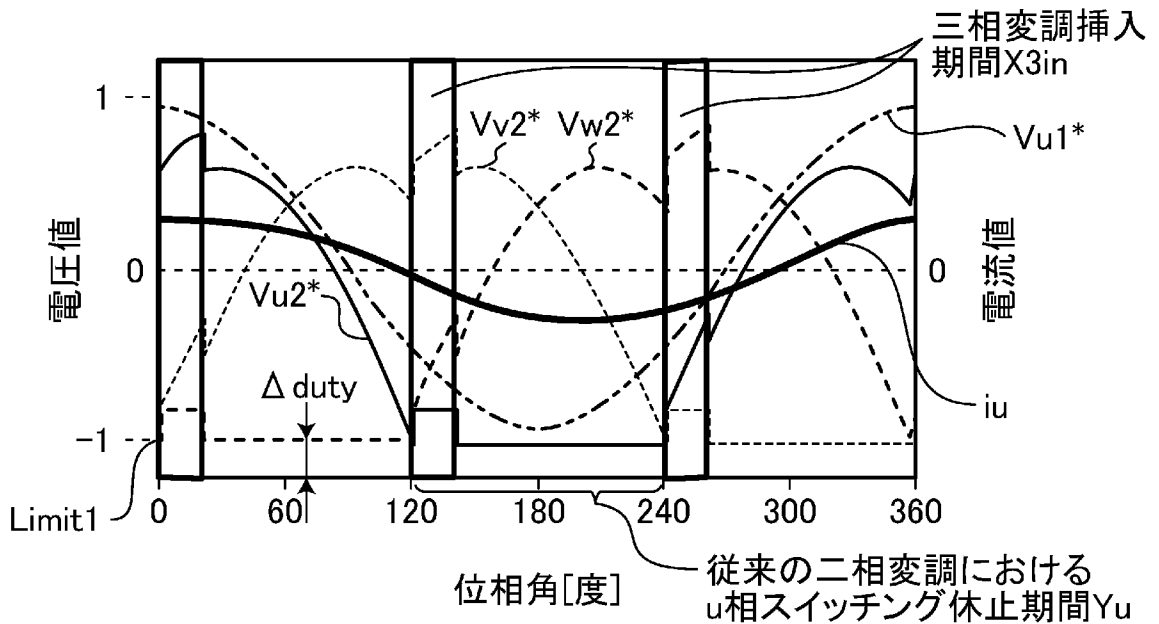
[図16]



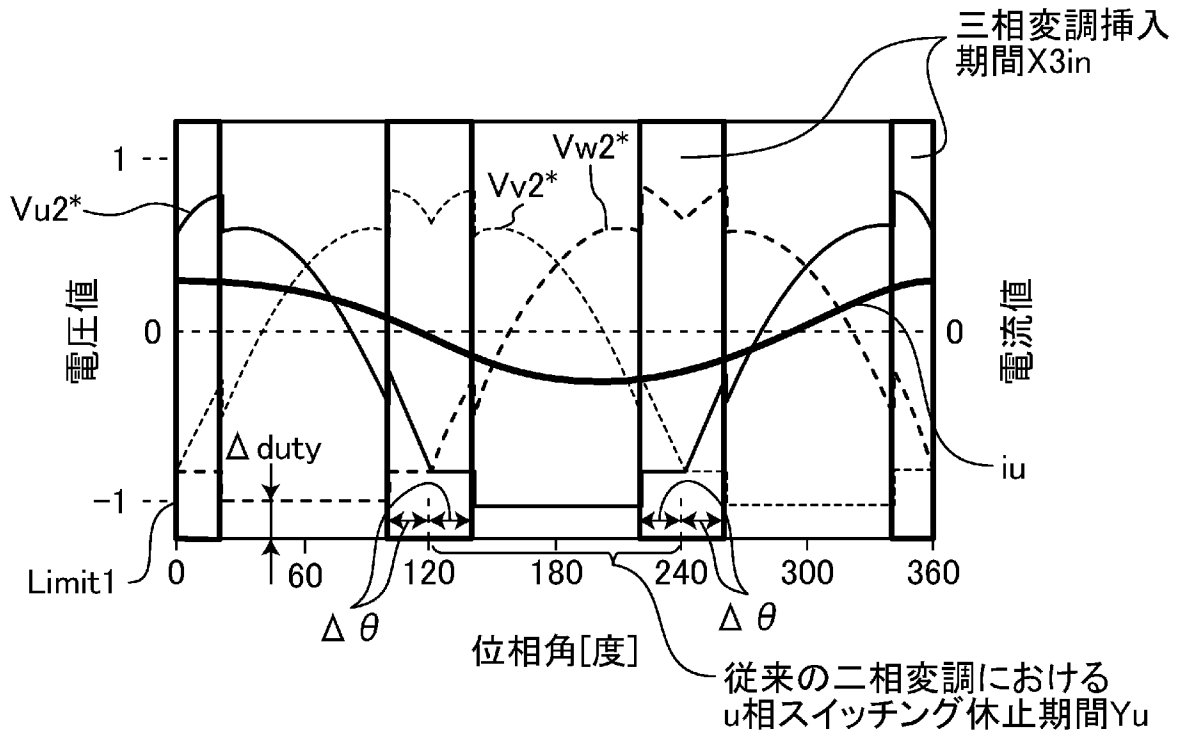
[図17]



[図18]

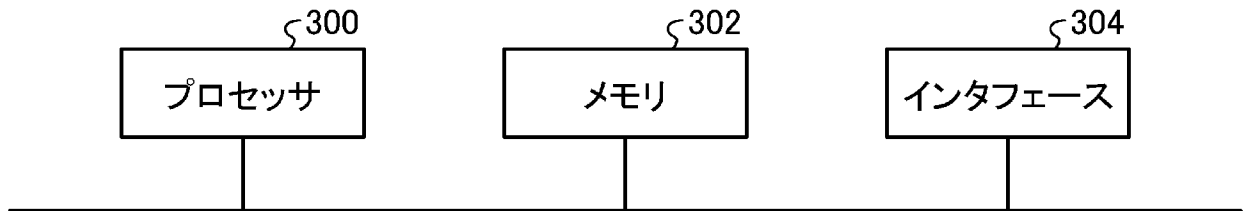


[図19]

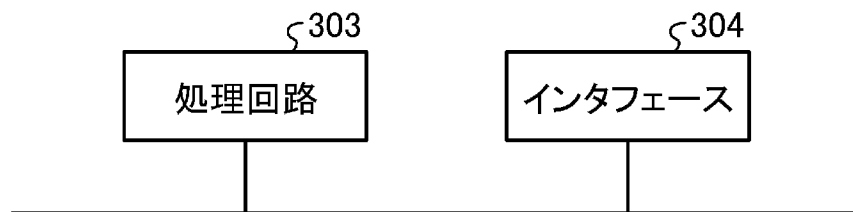




[図21]



[図22]



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2023/026425

<b>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER</b>		
<i>H02M 7/48</i> (2007.01)i FI: H02M7/48 F		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
<b>B. FIELDS SEARCHED</b>		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) H02M7/48		
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 1971-2023 Registered utility model specifications of Japan 1996-2023 Published registered utility model applications of Japan 1994-2023		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
<b>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</b>		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 9-149660 A (KABUSHIKI KAISHA TOSHIBA) 06 June 1997 (1997-06-06) entire text, all drawings	1-16
A	JP 2013-162529 A (FANUC CORPORATION) 19 August 2013 (2013-08-19) entire text, all drawings	1-16
A	JP 2017-184535 A (AISIN AW CO., LTD.) 05 October 2017 (2017-10-05) entire text, all drawings	1-16
A	WO 2005/057771 A1 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRIAL CO., LTD.) 23 June 2005 (2005-06-23) entire text, all drawings	1-16
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input checked="" type="checkbox"/> 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 <b>14 September 2023</b>		Date of mailing of the international search report <b>26 September 2023</b>
Name and mailing address of the ISA/JP <b>Japan Patent Office (ISA/JP) 3-4-3 Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915 Japan</b>		Authorized officer  Telephone No.

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**  
**Information on patent family members**

International application No.

**PCT/JP2023/026425**

Patent document cited in search report	Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)	Publication date (day/month/year)
JP 9-149660 A	06 June 1997	(Family: none)	
JP 2013-162529 A	19 August 2013	US 2013/0193897 A1 entire text, all drawings	
JP 2017-184535 A	05 October 2017	(Family: none)	
WO 2005/057771 A1	23 June 2005	(Family: none)	

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） H02M 7/48(2007.01)i FI: H02M7/48 F		
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）） H02M7/48		
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 - 2023年 日本国実用新案登録公報 1996 - 2023年 日本国登録実用新案公報 1994 - 2023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 9-149660 A (株式会社東芝) 06.06.1997 (1997 - 06 - 06) 全文, 全図	1-16
A	JP 2013-162529 A (ファナック株式会社) 19.08.2013 (2013 - 08 - 19) 全文, 全図	1-16
A	JP 2017-184535 A (アイシン・エイ・ダブリュ株式会社) 05.10.2017 (2017 - 10 - 05) 全文, 全図	1-16
A	WO 2005/057771 A1 (松下電器産業株式会社) 23.06.2005 (2005 - 06 - 23) 全文, 全図	1-16
<input type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input checked="" type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。		
* 引用文献のカテゴリー “A” 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの “E” 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの “L” 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す） “O” 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 “P” 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日の後に公表された文献 “T” 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と抵触するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの “X” 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの “Y” 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの “&” 同一パテントファミリー文献		
国際調査を完了した日	国際調査報告の発送日	
14.09.2023	26.09.2023	
名称及びあて先 日本国特許庁(ISA/JP) 〒100-8915 日本国 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号	権限のある職員（特許庁審査官）  町田 舞 5G 1158  電話番号 03-3581-1101 内線 3526	

国際調査報告  
パテントファミリーに関する情報

国際出願番号

PCT/JP2023/026425

引用文献	公表日	パテントファミリー文献	公表日
JP 9-149660 A	06.06.1997	(ファミリーなし)	
JP 2013-162529 A	19.08.2013	US 2013/0193897 A1 全文, 全図	
JP 2017-184535 A	05.10.2017	(ファミリーなし)	
WO 2005/057771 A1	23.06.2005	(ファミリーなし)	