

(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
2015年6月11日(11.06.2015)



(10) 国際公開番号

WO 2015/083477 A1

- (51) 国際特許分類:
H02P 6/08 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2014/079282
- (22) 国際出願日: 2014年11月5日(05.11.2014)
- (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 2013-249819 2013年12月3日(03.12.2013) JP
- (71) 出願人: 日立オートモティブシステムズ株式会社 (HITACHI AUTOMOTIVE SYSTEMS, LTD.) [JP/JP]; 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場2520番地 Ibaraki (JP).
- (72) 発明者: 三井 利貞(MITSUI Toshisada); 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場2520番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内 Ibaraki (JP). 宮崎 英樹(MIYAZAKI Hideki); 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場2520番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内 Ibaraki (JP). 大山 和人(OYAMA Kazuto); 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場2520番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内 Ibaraki (JP). 西口 慎吾

(NISHIGUCHI Shingo); 〒3128503 茨城県ひたちなか市高場2520番地 日立オートモティブシステムズ株式会社内 Ibaraki (JP).

(74) 代理人: 井上 学, 外(INOUE Manabu et al.); 〒1008220 東京都千代田区丸の内一丁目6番1号 株式会社日立製作所内 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.

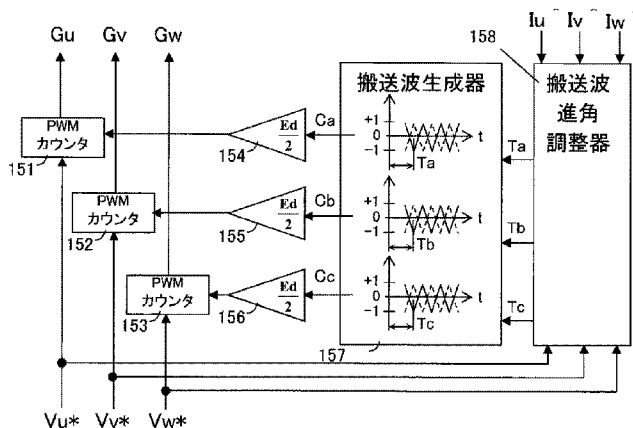
(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ユーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK,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

[続葉有]

(54) Title: ELECTRIC-MOTOR DRIVE DEVICE

(54) 発明の名称: 電動機駆動装置

図8



151, 152, 153 PWM counter
157 Carrier-wave generator
158 Carrier-wave advance angle adjustor

(57) Abstract: The purpose of the present invention is to inhibit excessive rises in the temperature of a smoothing capacitor. Accordingly, a carrier-wave advance angle adjustor (158) calculates, on the basis of measurement values (I_u^* , I_v^* , I_w^*) of a winding current and target voltages (V_u^* , V_v^* , V_w^*), advance-angle command values (T_a , T_b , T_c) for redeploying non-circulation periods of respective phases so as to be staggered with respect to each other, and outputs the advance-angle command values to a carrier-wave generator (157). The carrier-wave generator (157) generates pulse-width-modulation (PWM) carrier waves (C_a , C_b , C_c) on the basis of the advance-angle command values (T_a , T_b , T_c) inputted from the carrier-wave advance angle adjustor (158), and outputs said PWM carrier waves respectively to multipliers (154, 155, 156). PWM counters (151, 152, 153) generate gate signals (G_u , G_v , G_w) on the basis of the target voltages (V_u^* , V_v^* , V_w^*), and the carrier waves (C_a , C_b , C_c) which have had the amplitudes thereof adjusted by the multipliers (154, 155, 156).

(57) 要約: 平滑キャパシタの過大な温度上昇を防ぐ。搬送波進角調整器 158 は、巻線電流の測定値 I_u^* , I_v^* , I_w^* と、目標電圧 V_u^* , V_v^* , V_w^* とに基づいて、各相の非還流期間を互いにずらして再配置するための進角指示値 T_a , T_b , T_c を算出し、これらを搬送波生成器 157 に出力する。搬送波生成器 157 は、搬送波進角調整器 158 から入力された進角指示値 T_a , T_b , T_c に基づいて PWM 用の搬送波 C_a , C_b , C_c を生成し、乗算器 154, 155, 156 にそれぞれ出力する。PWM カウンタ 151, 152, 153 は、乗算器 154, 155, 156 によって振幅を調整された搬送波 C_a , C_b , C_c と、目標電圧 V_u^* , V_v^* , V_w^* とに基づいて、ゲート信号 G_u , G_v , G_w を生成する。

示値 T_a , T_b , T_c を算出し、これらを搬送波生成器 157 に出力する。搬送波生成器 157 は、搬送波進角調整器 158 から入力された進角指示値 T_a , T_b , T_c に基づいて PWM 用の搬送波 C_a , C_b , C_c を生成し、乗算器 154, 155, 156 にそれぞれ出力する。PWM カウンタ 151, 152, 153 は、乗算器 154, 155, 156 によって振幅を調整された搬送波 C_a , C_b , C_c と、目標電圧 V_u^* , V_v^* , V_w^* とに基づいて、ゲート信号 G_u , G_v , G_w を生成する。

WO 2015/083477 A1

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))

明 細 書

発明の名称 : 電動機駆動装置

技術分野

[0001] 本発明は電動機駆動装置に関する。

背景技術

[0002] 従来、各相のモータ固定子の巻線が独立した構成となっているモータの駆動制御を行う装置が知られている（特許文献1）。このようなモータを用いることで、昇圧回路を使用することなく電圧不足を解消して、モータの高出力化を図ることができる。また、大容量化や最高回転数の引き上げも可能である。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：特開2006-149145号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] 特許文献1に記載のモータ駆動制御装置では、デューティ指令値に基づいて各相のPWM駆動制御信号を生成し、これを用いて各相のインバータを制御している。そのため、インバータに電流が流れてモータ巻線に電力が供給される非還流期間や、インバータに流れる電流が0となってモータ巻線に電力が供給されない還流期間が、3つの相で互いに重なってしまうことがある。このような場合、モータの電流リップルが増大し、モータに接続されている平滑キャパシタの充放電量が大きくなるため、平滑キャパシタの過大な温度上昇を招いてしまうおそれがある。

課題を解決するための手段

[0005] 本発明による電動機駆動装置は、固定子に3相の独立巻線を有する電動機と接続され、前記電動機の各独立巻線の電圧を個別に制御することで前記電動機を駆動させるものであって、バッテリーの正極側と負極側にそれぞれ接続

される一対の母線と、前記一対の母線間に接続された平滑キャパシタと、前記独立巻線の各々に対応して設けられ、前記一対の母線間にそれぞれ接続された3相の単相インバータと、前記単相インバータの各々について、前記一対の母線を経由したインバータ電流が流れる非還流期間と、前記インバータ電流が流れない還流期間とを制御するためのゲート信号を出力する制御器と、を備え、前記制御器は、各相の前記非還流期間を互いにずらして、前記ゲート信号を出力する。

発明の効果

[0006] 本発明によれば、平滑キャパシタの過大な温度上昇を防ぐことができる。

図面の簡単な説明

[0007] [図1]本発明の一実施形態に係る電動機動装置の適用例としてのインバータのシステム構成を示す図である。

[図2]単相インバータと独立巻線の電気構成を示す図である。

[図3]スイッチ素子の状態と独立巻線への印加電圧とインバータ電流との関係を示す表である。

[図4]電圧目標、巻線電流およびインバータ電流の各波形の代表例を示す図である。

[図5]共通母線に流れる電流と平滑キャパシタに流れる電流との関係を示す図である。

[図6]本発明による非還流期間の再配置方法の一例を説明するための図である。

[図7]本発明による非還流期間の再配置方法の別の一例を説明するための図である。

[図8]制御器の内部構成を示す図である。

[図9]目標電圧に対して独立巻線の両側にそれぞれ印加される電圧の例を示した図である。

[図10]目標電圧を搬送波の下端側に固定した場合に、目標電圧に対して独立巻線の両側にそれぞれ印加される電圧の例を示した図である。

[図11]目標電圧を搬送波の上端側に固定した場合に、目標電圧に対して独立巻線の両側にそれぞれ印加される電圧の例を示した図である。

[図12]搬送波と目標電圧の関係を示した図である。

[図13]本発明の第1の実施形態による進角指示値の算出方法を説明するためのフローチャートを示す図である。

[図14]本発明の第3の実施形態による進角指示値の算出方法を示した表である。

[図15]本発明の第4の実施形態による進角指示値の算出方法を示した表である。

[図16]本発明の第5の実施形態による進角指示値の算出方法を示した表である。

[図17]本発明の第6の実施形態による進角指示値の算出方法を示した表である。

[図18]本発明の第7の実施形態による進角指示値の算出方法を示した表である。

発明を実施するための形態

[0008] (システム構成)

図1は、本発明の一実施形態に係る電動機動装置の適用例としてのインバータ100のシステム構成を示す図である。図1に示すインバータ100は、P母線端子1を介して不図示のバッテリーの正極側に接続されるP母線101と、N母線端子2を介してバッテリーの負極側に接続されるN母線102とを有している。このバッテリーにより、P母線101とN母線102の間に直流電圧 E_d が供給される。また、インバータ100とバッテリーの間で直流電力が相互にやり取りされる。なお、インバータ100とバッテリーの間に、システムの動作状態に応じてオンオフを切り替えるための不図示のリレーを設けてもよい。

[0009] インバータ100はまた、交流モータ（以下、単にモータと称する）200と接続するためのAC端子3, 4, 5, 6, 7および8を有している。こ

のAC端子3～8を介してインバータ100がモータ200に接続されることで、インバータ100とモータ200の間で直流電力が相互にやり取りされる。モータ200は機械出力軸300を備えており、この機械出力軸300に不図示の負荷が接続されることで、モータ200と負荷の間で機械出力が相互にやり取りされる。

[0010] インバータ100において、P母線101とN母線102の間には、バッテリーから流れるバッテリー電流 I_b を平滑化するための平滑キャパシタ110が接続されている。この平滑キャパシタ110の下流側には、3つの单相インバータ160, 170および180がP母線101とN母線102の間に接続されており、各单相インバータとP母線101およびN母線102との間で、インバータ電流 I_{du} , I_{dv} , I_{dw} がそれぞれやり取りされる。なお、インバータ電流 I_{du} , I_{dv} , I_{dw} の極性は、図1に示したように、P母線101からN母線102に向かう方向を正極性とし、これと逆方向を負極性として定められている。

[0011] P母線101およびN母線102において、平滑キャパシタ110から单相インバータ160に分岐されるまでの部分は、单相インバータ160, 170および180に対して共通に用いられる。この共通母線を流れる電流 I_d と、平滑キャパシタに流れる電流 I_c と、前述のバッテリー電流 I_b との極性は、それぞれ図1に示したように定められている。これらの電流の間には、以下の式(1)の関係が成り立つ。

$$I_d = I_b + I_c \quad \cdots (1)$$

[0012] 式(1)において、平滑キャパシタ電流 I_c の平均値はゼロであるため、共通母線の電流 I_d の平均値は、バッテリー電流 I_b に略一致する。すなわち、共通母線の電流 I_d とその平均値との差は、平滑キャパシタ電流 I_c のリプルに略一致する。

[0013] また、上記の共通母線の電流 I_d と、各单相インバータ160, 170, 180に流れるインバータ電流 I_{du} , I_{dv} , I_{dw} との間には、以下の式(2)の関係が成り立つ。

$$I_d = I_{du} + I_{dv} + I_{dw} \quad \cdots (2)$$

- [0014] モータ200は、固定子に3相の独立巻線210, 220, 230を有する。図1に示すように、U相の独立巻線210は、AC端子3, 4を介して単相インバータ160と接続され、V相の独立巻線220は、AC端子5, 6を介して単相インバータ170と接続され、W相の独立巻線230は、AC端子7, 8を介して単相インバータ180と接続されている。なお、独立巻線210, 220および230は、互いに電氣的な接続がなく、相互に電流が流出入しない巻線である。すなわち、モータ200内で各独立巻線を経由した電流は、他の独立巻線を経由することなく、モータ200の外に流れ出る。
- [0015] 単相インバータ160, 170, 180とAC端子3, 4, 5, 6, 7, 8との間には、図示のごとく、電流センサ141, 142, 143がそれぞれ設けられている。電流センサ141, 142, 143は、モータ200の各独立巻線210, 220, 230に流れる巻線電流 I_u , I_v , I_w をそれぞれ測定し、その測定値 $I_u^{\wedge}$, $I_v^{\wedge}$, $I_w^{\wedge}$ を制御器150にそれぞれ出力する。
- [0016] 制御器150は、電流センサ141, 142, 143からそれぞれ入力された巻線電流の測定値 $I_u^{\wedge}$, $I_v^{\wedge}$, $I_w^{\wedge}$ に基づいて、各相のゲート信号 G_u , G_v , G_w を生成し、単相インバータ160, 170, 180にそれぞれ出力する。たとえば、図示しない上位の制御装置から入力されたモータ200の運転指令と、電流センサ141, 142, 143からの電流測定値 $I_u^{\wedge}$, $I_v^{\wedge}$, $I_w^{\wedge}$ とに基づいて、周知の演算手法により、U相の独立巻線210に対する目標電圧 V_{u*} と、V相の独立巻線220に対する目標電圧 V_{v*} と、W相の独立巻線230に対する目標電圧 V_{w*} とを算出する。そして、算出した目標電圧 V_{u*} , V_{v*} , V_{w*} に応じて、ゲート信号 G_u , G_v , G_w を生成する。
- [0017] なお、制御器150では、目標電圧 V_{u*} , V_{v*} , V_{w*} に応じたゲート信号 G_u , G_v , G_w を生成する際に、巻線電流の測定値 $I_u^{\wedge}$, $I_v^{\wedge}$, $I_w^{\wedge}$ を用いて、共通母線の電流 I_d のリプルを改善するための処理を行う。この点については、後で詳しく説明する。

[0018] (単相インバータの動作)

図2は、単相インバータ160と独立巻線210の電気構成を示す図である。なお、単相インバータ170と独立巻線220、および単相インバータ180と独立巻線230についても、これと同一の電気構成となっている。したがって以下では、図2に示した単相インバータ160と独立巻線210の電気構成を代表例に用いて、単相インバータ160、170、180の動作について説明する。

[0019] 単相インバータ160は、スイッチ素子Q1, Q2, Q3, Q4と、各スイッチ素子Q1, Q2, Q3, Q4にそれぞれ接続された帰還ダイオード121, 122, 123, 124とを有している。これらにより、図2に示すようなブリッジ回路が構成されている。このブリッジ回路は、独立巻線210の両端子間に接続されており、各スイッチ素子Q1, Q2, Q3, Q4の状態に応じて、独立巻線210に電圧 V_u を印加する。なお、電圧 V_u の極性は、図に示すような向きとする。

[0020] 制御器150から出力されたゲート信号 G_u は、単相インバータ160内の信号セパレータ126により、各スイッチ素子Q1, Q2, Q3, Q4に対するゲート信号G1, G2, G3, G4に分解される。各スイッチ素子Q1, Q2, Q3, Q4の状態は、ゲート信号G1, G2, G3, G4によってそれぞれ決定される。

[0021] 図3は、図2に示したブリッジ回路におけるスイッチ素子Q1, Q2, Q3, Q4の状態と、独立巻線210への印加電圧 V_u と、この電圧 V_u に応じて単相インバータ160に流れるインバータ電流 I_{du} との関係を示す表である。この表では、スイッチ素子Q1, Q2, Q3, Q4がそれぞれ取り得る状態の組み合わせを、スイッチモードM1, M2, M3, M4として表している。なお、図3の表において、独立巻線210に流れる巻線電流 I_u の極性と、独立巻線210への印加電圧 V_u の極性とは、図2に示したようにそれぞれ定められているものとする。また、図3の表において2列目には、「0」をオフ、「1」をオンとして、各スイッチ素子Q1, Q2, Q3, Q4の状態を0と1の組み合わせで表している。たとえば、スイッチモードM1は(1001)であり、これはスイッチ素子Q1がオ

ン、スイッチ素子Q2がオフ、スイッチ素子Q3がオフ、スイッチ素子Q4がオンであることを表している。

[0022] 図3の表に示した各スイッチモードのうち、スイッチモードM1またはM2が選択されている期間は、いわゆる非還流期間である。この期間では、印加電圧 V_u の極性に応じて、巻線電流 I_u またはその極性を反転した電流 $-I_u$ が、P母線101およびN母線102を経由したインバータ電流 I_{du} として単相インバータ160に流れる。一方、スイッチモードM3またはM4が選択されている期間は、還流期間である。この期間では、単相インバータ160には電流が流れず、したがってインバータ電流 I_{du} はゼロとなる。

[0023] 図2に示した仮想グランド電位125は、P母線101の電位が $+E_d/2$ 、N母線102の電位が $-E_d/2$ となるように仮想的に定められた基準電位である。この仮想グランド電位125を基準に、独立巻線210の左側、すなわちスイッチ素子Q1とQ2の間の電位を電圧 V_{ul} とし、独立巻線210の右側、すなわちスイッチ素子Q3とQ4の間の電位を電圧 V_{ur} とする。これらの電圧と独立巻線210の印加電圧 V_u との間には、以下の式(3)の関係が成立する。

$$V_u = V_{ul} - V_{ur} \quad \cdots (3)$$

[0024] ここで、独立巻線210に対する印加電圧 V_u の瞬時値は、モータ制御において一般的に利用されるPWM (Pulse Width Modulation) によって決定されるものとする。具体的には、独立巻線210に電圧レベル $+E_d$ が生じる期間と、電圧レベルゼロが生じる期間と、電圧レベル $-E_d$ が生じる期間とを、それぞれ所定の時間ユニットの中で目標電圧 V_{u*} に応じて時間配分することで、電圧 V_u の瞬時値が決定される。このとき、各時間ユニット内での電圧 V_u の平均値が目標電圧 V_{u*} と一致するように、各期間の長さが定められる。

[0025] 図3に示すように、PWM制御では、独立巻線210の電圧 V_u を $+E_d$ にするためにスイッチモードM1が使用され、電圧レベルをゼロにするためにスイッチモードM3またはM4が使用され、電圧レベルを $-E_d$ とするためにスイッチモードM2が使用される。これらのスイッチモードが目標電圧 V_{u*} に応じて各時間ユニット内で逐次切り替えられる。そのため、一つの時間ユニット内には

非還流期間と還流期間が混在することとなる。ただし、目標電圧 V_{u*} によっては、一つの時間ユニットがすべて非還流期間で埋まる場合もあるし、逆に還流期間で埋まる場合もある。

[0026] なお、上記の時間ユニットの長さは、PWM制御で用いられる搬送波の周期に応じて決定される。具体的には、搬送波の1周期分が1つの時間ユニットに相当する。すなわち、搬送波として鋸波が用いられる外縁変調方式または内縁変調方式のPWM制御の場合、その鋸波の1つ1つがそれぞれ時間ユニットに相当する。また、搬送波として三角波が用いられる両縁変調方式のPWM制御の場合、その三角波の1つ1つ、または三角波の登り期間と下り期間の1つ1つがそれぞれ時間ユニットに相当する。

[0027] 一般的にPWM制御では、目標電圧 V_{u*} が正の電圧である場合は、独立巻線210の電圧 V_u を $+E_d$ にする期間とゼロにする期間の2つの期間のみが使われ、時間ユニット内でこれらの期間を目標電圧 V_{u*} に応じて時間配分する。逆に、目標電圧 V_{u*} が負の電圧である場合は、独立巻線210の電圧 V_u をゼロにする期間と $-E_d$ にする期間の2つの期間のみが使われ、時間ユニット内でこれらの期間を目標電圧 V_{u*} に応じて時間配分する。したがって、目標電圧 V_{u*} の正負が切り替わるタイミングを除けば、非還流期間において単相インバータ160を流れるインバータ電流 I_{du} の極性は、正負のどちらかで固定となる。

[0028] 以上の内容を踏まえて、電圧目標 V_{u*} 、巻線電流 I_u およびインバータ電流 I_{du} の各波形について以下に説明する。図4は、電圧目標 V_{u*} 、巻線電流 I_u およびインバータ電流 I_{du} の各波形の代表例を示す図である。図4において、上段には巻線電流 I_u と電圧目標 V_{u*} の波形例を示しており、下段にはこれらと同じタイミングでのインバータ電流 I_{du} の波形例を示している。

[0029] 図4の上段に示すように、(1)の期間では、巻線電流 I_u と電圧目標 V_{u*} が共に正である。このときのインバータ電流 I_{du} は、非還流期間では $+I_u$ となり、還流期間ではゼロとなる。そのため、インバータ電流 I_{du} の波形は、図4の下段に示すように、正の略短冊状の波形となる。

[0030] 一方、図4の上段に示すように、(2)の期間では、巻線電流 I_u が正であり、電圧目標 V_u^* が負である。このときのインバータ電流 I_{du} は、非還流期間では $-I_u$ となり、還流期間ではゼロとなる。そのため、インバータ電流 I_{du} の波形は、図4の下段に示すように、負の略短冊状の波形となる。

[0031] また、図4の上段に示すように、(3)の期間では、巻線電流 I_u と電圧目標 V_u^* が共に負である。このときのインバータ電流 I_{du} は、非還流期間では $-I_u$ となり、還流期間ではゼロとなる。そのため、インバータ電流 I_{du} の波形は、(1)の期間と同様に、正の略短冊状の波形となる。

[0032] 一方、図4の上段に示すように、(4)の期間では、巻線電流 I_u が負であり、電圧目標 V_u^* が正である。このときのインバータ電流 I_{du} は、非還流期間では $+I_u$ となり、還流期間ではゼロとなる。そのため、インバータ電流 I_{du} の波形は、(2)の期間と同様に、負の略短冊状の波形となる。

[0033] なお、PWM制御の性質上、(1)～(4)の各期間において還流期間と非還流期間がそれぞれ現れる位置は、PWMに用いる搬送波に同期する。

[0034] (PWM制御の問題点)

以上説明したようなPWM制御では、非還流期間に各単相インバータ160, 170, 180を流れるインバータ電流 I_{du} , I_{dv} , I_{dw} がすべて同極性となり、かつ、各相の非還流期間や還流期間が互いに重なる場合がある。このような場合、各単相インバータ160, 170, 180が接続されている共通母線に流れる電流 I_d のリプルのレベルが過大に大きくなる。そのため、平滑キャパシタ110の過大な充放電を引き起こし、平滑キャパシタ110の温度上昇を不必要に招くという問題がある。

[0035] 図5は、共通母線に流れる電流 I_d と平滑キャパシタ110に流れる電流 I_c との関係を示す図である。図5において、上段には電流 I_d 、下段には電流 I_c の変化の様子を、2周期分の時間ユニットについてそれぞれ示している。

[0036] 図5上段において、最初の時間ユニット内でハッチングされた3つのブロックB1, B2, B3と、次の時間ユニット内でハッチングされた3つのブロックB4, B5, B6とは、非還流期間中に各単相インバータ160, 170, 180を

流れるインバータ電流 I_{du} , I_{dv} , I_{dw} をそれぞれ表している。これらは、図4に例示した短冊形状の波形にそれぞれ相当するものである。また、図中の太い破線は、時間ユニット中の平均電流を示している。

[0037] 図5上段では、ブロックB1, B2, B3の右端の位置は、いずれも最初の時間ユニットの終了時刻（次の時間ユニットの開始時刻） t_2 であり、ブロックB4, B5, B6の右端の位置は、いずれも次の時間ユニットの終了時刻 t_3 である。すなわち、すべての単相インバータ160, 170, 180について、非還流期間の終了時刻が各時間ユニットの終了時刻 t_2 , t_3 に固定されている。そのため、各ブロックの幅が示す非還流期間の長さに関わらず、各時間ユニットの終了時刻付近において、共通母線の電流 I_d がピークとなる期間 T_1 , T_2 がそれぞれ存在する。

[0038] 一方、最初の時間ユニットのうち開始時刻 t_1 からの期間 TT_1 は、ブロックB1, B2, B3がいずれも存在しない期間であり、次の時間ユニットのうち開始時刻 t_2 からの期間 TT_2 は、ブロックB4, B5, B6がいずれも存在しない期間である。すなわち、これらの期間では、すべての単相インバータ160, 170, 180の還流期間が重なっており、その開始時刻は時間ユニットの開始時刻に固定されている。そのため、各時間ユニットの開始時刻で共通母線の電流 I_d がゼロとなる。

[0039] 以上説明したように、共通母線に流れる電流 I_d は各時間ユニット内で大きく増減し、これに応じて図5下段に示すように、平滑キャパシタ110の充放電電流 I_c の変動も大きくなる。そのため、平滑キャパシタ110の充放電量が増加し、平滑キャパシタ110の発熱が加速する。従来のPWM制御では、このような問題が生じる可能性がある。特に、単相インバータ160, 170, 180の搬送波が揃っているときには、こうした現象が発現しやすくなる。

[0040] なお、図5上段に破線で示した電流 I_d の値は、ブロックB1, B2, B3とブロックB4, B5, B6とを時間ユニット内でそれぞれならしたときの高さを表しており、これは電流 I_d の平均値を示している。この平均値と共通母線上の電流 I

dの瞬時値との差が、平滑キャパシタ110に流れる電流 I_c に相当する。

[0041] (本発明の概要)

上記のように、従来のPWM制御では、各相の非還流期間や還流期間が同じタイミングにそれぞれ集中した場合に、平滑キャパシタ110の過大な温度上昇につながるという問題がある。そこで、本発明では、こうした従来のPWM制御の問題点を解決するために、各相の非還流期間を互いにずらして再配置し、複数の相について非還流期間が重なり合う期間を減らすことで、各相の非還流期間や還流期間がなるべく同じタイミングに集中しないようにする。これにより、共通母線の電流 I_d のリプルを改善し、それによって平滑キャパシタ110の充放電量を減らして、平滑キャパシタ110の温度上昇を抑える。

[0042] 図6は、本発明による非還流期間の再配置方法の一例を説明するための図である。図6上段には、図5上段に示したブロックB1, B2, B3を最初の時間ユニット内で再配置すると共に、ブロックB4, B5, B6を次の時間ユニット内で再配置した様子を示している。具体的には、最初の時間ユニットでは、ブロックB3を元の位置に固定して、これに対する残りの還流期間内にブロックB1, B2をそれぞれ移動している。一方、次の時間ユニットでは、ブロックB6を元の位置に固定して、これに対する残りの還流期間内にブロックB4, B5をそれぞれ移動している。なお、ブロックB5については、還流期間内に再配置できない分を分割して、ブロックB4, B6にそれぞれ重ねている。

[0043] 図6下段には、再配置後の平滑キャパシタ110の充放電電流 I_c を示している。これは、図中に破線で示した再配置前の充放電電流 I_c （図5下段に示した充放電電流 I_c ）と比べて、全体的に変動幅が小さくなっている。したがって、平滑キャパシタ110の充放電を減らして、平滑キャパシタ110の温度上昇を抑えることができることが分かる。

[0044] なお、上記のような非還流期間の再配置は、たとえばPWMの搬送波の位相を進めること（進角）、または遅らせること（遅角）によって実現可能である。ただし、図6で説明したような非還流期間の再配置方法を実現するた

めには、時間ユニット毎にPWMの搬送波を調整する必要がある。

[0045] 図7は、本発明による非還流期間の再配置方法の別の一例を説明するための図である。図7には、図6で説明したのとは別の方法により、図5上段に示したブロックB1, B2, B3を最初の時間ユニット内で再配置すると共に、ブロックB4, B5, B6を次の時間ユニット内で再配置した様子を示している。具体的には、最初の時間ユニットでは、ブロックB2の開始位置を時間ユニットの開始時刻に合わせると共に、ブロックB3の終了位置を時間ユニットの終了位置に合わせている。一方、次の時間ユニットでは、ブロックB5の開始位置を時間ユニットの開始時刻に合わせると共に、ブロックB6の終了位置を時間ユニットの終了位置に合わせている。

[0046] 図7において、最初の時間ユニットでは、開始時刻を指定したブロックB2と終了時刻を指定したブロックB3との重なりはない。したがって、残りのブロックB1をどの位置に配置しても、3つのブロックB1, B2, B3が重なることはないので、図5上段に示したピーク期間T1のような状態は生じず、共通母線の電流 I_d の上側のピークを低く抑えられる。また、共通母線の電流 I_d がゼロとなる期間TT3について、図5上段に示した期間TT1よりも短くすることができる。これにより、電流 I_d の下側のリプル幅を狭めて、電流 I_d の変動を抑えることができる。

[0047] 一方、次の時間ユニットでは、開始時刻を指定したブロックB5と終了時刻を指定したブロックB6との重なりが生じている。したがって、残りのブロックB4をさらに重ねるように配置しても、その重なり部分の幅が示すピーク期間T3について、図5上段に示したピーク期間T2よりも短くすることができる。これにより、電流 I_d の上側のリプル幅を狭めて、電流 I_d の変動を抑えることができる。また、共通母線の電流 I_d がゼロとなる期間がないため、電流 I_d の下側のピークを低く抑えられる。

[0048] 以上説明したような方法でも、平滑キャパシタ110の充放電を減らして、平滑キャパシタ110の温度上昇を抑えることができる。

[0049] なお、上記のような非還流期間の再配置についても、図6で説明した方法

と同様に、たとえばPWMの搬送波の進角または遅角によって実現可能である。さらに、図6で説明した方法とは異なり、時間ユニット毎にPWMの搬送波を調整する必要はなく、たとえば、システム起動時に搬送波の位相を一度決定すればよい。そのため、より簡易な制御で実現可能である。

[0050] 本発明では、以上説明したように、3相全ての還流期間が重なって共通母線の電流 I_d がゼロとなる期間がある場合、いずれか1相または2相の非還流期間の少なくとも一部が当該期間に再配置されるように、非還流期間を再配置する。これにより、共通母線の電流 I_d のリプルを減らして、平滑キャパシタ110の過大な温度上昇を防ぐようにする。なお、非還流期間の再配置には、図6、7でそれぞれ例示したもの以外にも、様々な方法を用いることができる。この点については、後で詳しく説明する。

[0051] (制御器の内部構成)

図8は、以上説明した非還流期間の再配置を実現するための制御器150の内部構成を示す図である。図1に示したインバータ100において、制御器150は図8に示すように、U相、V相、W相にそれぞれ対応するPWMカウンタ151、152、153と、PWMカウンタ151、152、153にそれぞれ接続された乗算器154、155、156と、搬送波生成器157と、搬送波進角調整器158とを有している。

[0052] 制御器150において、PWMカウンタ151、152、153には、不図示の演算器で算出されたU相の目標電圧 V_{u*} 、V相の目標電圧 V_{v*} 、W相の目標電圧 V_{w*} がそれぞれ入力される。また、これらの目標電圧 V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*} は、搬送波進角調整器158にも入力される。

[0053] 搬送波進角調整器158は、電流センサ141、142、143からそれぞれ入力された巻線電流の測定値 $I_u^{\wedge}$ 、 $I_v^{\wedge}$ 、 $I_w^{\wedge}$ と、目標電圧 V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*} とに基づいて、前述のような非還流期間の再配置を行うための進角指示値 T_a 、 T_b 、 T_c を算出し、これらを搬送波生成器157に出力する。進角指示値 T_a は、U相の非還流期間を調整するための指示値であり、進角指示値 T_b は、V相の非還流期間を調整するための指示値であり、進角指示値 T_c は、W相の非

還流期間を調整するための指示値である。これらの指示値の具体的な算出方法については、後で詳細に説明する。

[0054] 搬送波生成器 157 は、搬送波進角調整器 158 から入力された進角指示値 T_a , T_b , T_c に基づいて、振幅が 1 である PWM 用の搬送波 C_a , C_b , C_c を生成し、乗算器 154, 155, 156 にそれぞれ出力する。具体的には、進角指示値 T_a , T_b , T_c を用いて、以下の式 (4)、(5)、(6) に従って、搬送波 C_a , C_b , C_c の位相をそれぞれ調整する。この搬送波 C_a , C_b , C_c は、図 8 に示すように、互いに位相が半周期ずれている一对の三角波によって構成される。式 (4)、(5)、(6) において、右辺の $f(t + \alpha)$ (ただし $\alpha = T_a$, T_b または T_c) は、時間 t を変数とする図中に示したような三角波の周期関数を表している。なお、ここでは搬送波に三角波を用いた場合を例示したが、三角波ではなく鋸波を用いてもよい。

$$C_a = f(t + T_a) \quad \dots (4)$$

$$C_b = f(t + T_b) \quad \dots (5)$$

$$C_c = f(t + T_c) \quad \dots (6)$$

[0055] 乗算器 154, 155, 156 は、搬送波生成器 157 から入力された搬送波 C_a , C_b , C_c に対して、バッテリー電圧 E_d を半分にした値 $E_d/2$ をそれぞれ乗算することにより、搬送波 C_a , C_b , C_c の振幅をそれぞれ調整し、PWM カウンタ 151, 152, 153 にそれぞれ出力する。

[0056] PWM カウンタ 151 は、乗算器 154 によって振幅を調整された搬送波 C_a と目標電圧 V_u^* に基づいて、ゲート信号 G_u を生成する。同様に、PWM カウンタ 152 は、乗算器 155 によって振幅を調整された搬送波 C_b と目標電圧 V_v^* に基づいて、ゲート信号 G_v を生成する。また、PWM カウンタ 153 は、乗算器 156 によって振幅を調整された搬送波 C_c と目標電圧 V_w^* に基づいて、ゲート信号 G_w を生成する。生成されたゲート信号 G_u , G_v , G_w は、図 1 の単相インバータ 160, 170, 180 にそれぞれ出力される。

[0057] PWM カウンタ 151, 152, 153 の動作についてさらに説明する。なお、PWM カウンタ 151, 152, 153 は、同様の動作により、ゲー

ト信号Gu, Gv, Gwをそれぞれ生成する。そのため、以下ではPWMカウンタ151を代表例として、その動作を説明する。

[0058] 前述したように、独立巻線210に対する印加電圧Vuの極性を図2に示した方向で定義した場合、独立巻線210の左端子側の目標電圧をVul*とし、右端子側の目標電圧をVur*とすると、印加電圧Vuに対する目標電圧Vu*は以下の式(7)で表される。

$$Vu^* = Vul^* - Vur^* \quad \dots (7)$$

[0059] PWMカウンタ151は、乗算器154から入力される振幅調整後の搬送波Caを用いてゲート信号Guを生成する。このゲート信号Guに応じて、単相インバータ160のスイッチ素子Q1, Q2, Q3, Q4がそれぞれオンまたはオフされることで、独立巻線210の右端子側と左端子側に、上記の式(7)で表される目標電圧Vul*, Vur*に応じた電圧Vul, Vurが生じる。すなわち、PWMカウンタ151は、ゲート信号Guを介して単相インバータ160の各スイッチ素子Q1, Q2, Q3, Q4を点弧または消弧し、これによって目標電圧Vul*, Vur*に応じた電圧Vul, Vurを独立巻線210の両側に発生させる。このようにして、目標電圧Vu*に応じた電圧Vuを独立巻線210に印加する。

[0060] 図9は、PWMカウンタ151によるゲート信号Guの決定方法を説明するために、目標電圧Vul*, Vur*に対して独立巻線210の両側にそれぞれ印加される電圧Vul, Vurの例を示した図である。上段の図9(a)は、PWMの搬送波と目標電圧Vul*, Vur*との関係を示しており、下段の図9(b)は、電圧Vul, Vurの変化の様子を示している。

[0061] 図9(a)において、実線で示した三角波は、振幅調整後の搬送波CaとしてPWMカウンタ151に入力される一対の三角波のうち、電圧Vulの生成に用いられる方の三角波を表している。PWMカウンタ151は、目標電圧Vul*をこの三角波の電圧Va1と比較して、Vul* > Va1であれば、電圧Vulを+1/2Edとするために、スイッチ素子Q1をオン、スイッチ素子Q2をオフとするゲート信号Guを出力する。一方、Vul* ≤ Va1であれば、電圧Vulを-1/2Edとするために、スイッチ素子Q1をオフ、スイッチ素子Q2をオンとするゲート信号Guを出

力する。

[0062] また、図9(a)において、破線で示したもう一方の三角波は、振幅調整後の搬送波CaとしてPWMカウンタ151に入力される一対の三角波のうち、電圧Vurの生成に用いられる方の三角波を表している。PWMカウンタ151は、目標電圧Vur*をこの三角波の電圧Va2と比較して、 $Vur* > Va2$ であれば、電圧Vurを $+1/2Ed$ とするために、スイッチ素子Q3をオン、スイッチ素子Q4をオフとするゲート信号Guを出力する。一方、 $Vur* \leq Va2$ であれば、電圧Vurを $-1/2Ed$ とするために、スイッチ素子Q3をオフ、スイッチ素子Q4をオンとするゲート信号Guを出力する。

[0063] 上記のようにして決定されたゲート信号GuがPWMカウンタ151から単相インバータ160に出力されることで、図9(b)に示すように、独立巻線210の両側における電圧Vul, Vurがそれぞれ変化する。その結果、独立巻線210の印加電圧Vuは、図9(b)において太線で示したように、 $+Ed$ 、0、 $-Ed$ の間で変化する。このときの印加電圧Vuの瞬時値は、電圧Vul, Vurを用いて、前述の式(3)で表すことができる。

[0064] ここで、以上説明したような方法では、搬送波Caの1周期中にスイッチ素子Q1, Q2, Q3, Q4の切り替えが合計で4回発生するため、スイッチング損失が大きくなる。そのため通常は、目標電圧Vul*, Vur*を全体的にシフトして、目標電圧Vul*またはVur*を搬送波Caの上端または下端側に固定することで、搬送波Caの1周期中に行われるスイッチ素子Q1, Q2, Q3, Q4の切り替え回数を2回に減らすことが好ましい。これを踏まえて、図10は、目標電圧Vur*を搬送波Caの下端側に固定した場合に、目標電圧Vul*, Vur*に対して独立巻線210の両側にそれぞれ印加される電圧Vul, Vurの例を示した図である。また、図11は、目標電圧Vul*を搬送波Caの上端側に固定した場合に、目標電圧Vul*, Vur*に対して独立巻線210の両側にそれぞれ印加される電圧Vul, Vurの例を示した図である。このようにしても、印加電圧Vuのパターンは同じであって差は生じない。

[0065] 以上説明したように、図10、11に示した方法では、搬送波Caは二重の

三角波で構成されているものの、PWMで実際に使用される三角波はそのうち1つのみである。図12は、この場合の搬送波と目標電圧 V_{u*} の関係を示した図である。

[0066] 次に、搬送波進角調整器158における進角指示値 T_a , T_b , T_c の算出方法について説明する。搬送波進角調整器158は、U相、V相、W相の各非還流期間について、それぞれの幅 W_u , W_v , W_w と高さ H_u , H_v , H_w とを、以下の式(8)、(9)、(10)により算出する。これらの式において、 $\text{sign}(\beta)$ (ただし $\beta = V_{u*}$, V_{v*} または V_{w*})は、符号関数を表している。

$$(W_u, H_u) = (|V_{u*}|/E_d, \text{sign}(V_{u*}) \times I_u^{\wedge}) \quad \dots (8)$$

$$(W_v, H_v) = (|V_{v*}|/E_d, \text{sign}(V_{v*}) \times I_v^{\wedge}) \quad \dots (9)$$

$$(W_w, H_w) = (|V_{w*}|/E_d, \text{sign}(V_{w*}) \times I_w^{\wedge}) \quad \dots (10)$$

[0067] ここで、前述の図12に示したように、搬送波 C_a , C_b , C_c をそれぞれ構成する一对の三角波のうち、一方の三角波のみを実際に使用して、各相のPWM制御を実現できる。そのため、式(8)、(9)、(10)のように、目標電圧 V_{u*} , V_{v*} , V_{w*} の絶対値をバッテリー電圧 E_d でそれぞれ割ることにより、各相の非還流期間の幅 W_u , W_v , W_w を算出することができる。なお、式(8)、(9)、(10)で算出される非還流期間の幅 W_u , W_v , W_w は、搬送波の周期すなわち時間ユニットに合わせて、0から1の間の値を取るよう正規化されている。

[0068] また、前述の図3に示したように、非還流期間において単相インバータ160, 170, 180には、目標電圧 V_{u*} , V_{v*} , V_{w*} の極性に応じた向きの実電流がそれぞれ流れる。そのため、式(8)、(9)、(10)のように、巻線電流の測定値 $I_u^{\wedge}$, $I_v^{\wedge}$, $I_w^{\wedge}$ に目標電圧 V_{u*} , V_{v*} , V_{w*} の符号関数をそれぞれ掛けることにより、各相の非還流期間の高さ H_u , H_v , H_w を算出することができる。なお、各相の非還流期間の高さ H_u , H_v , H_w は、各相のインバー

タ電流 I_{du} , I_{dv} , I_{dw} の大きさを表している。

[0069] 以上説明したようにして、各相の非還流期間の幅 W_u , W_v , W_w および高さ H_u , H_v , H_w を算出したら、搬送波進角調整器 158 は、これらの算出結果に基づいて、各相の非還流期間が適切な位置に再配置されるように、各相の進角指示値 T_a , T_b , T_c を算出する。

[0070] 各相の進角指示値 T_a , T_b , T_c の算出方法について以下に説明する。各相の進角指示値 T_a , T_b , T_c は、たとえば前述の図 6、7 で説明したような方法に従って各相の非還流期間を再配置するための値として算出されるが、非還流期間の再配置方法には、既に説明した以外にも様々なものが存在する。以下に説明する各実施形態では、様々な再配置方法に応じた進角指示値の算出方法をそれぞれ説明する。なお、以下の各実施形態では、いずれも搬送波に三角波を用いた PWM 制御の場合を例として説明を行うこととする。

[0071] (第 1 の実施形態)

以下に説明する第 1 の実施形態では、各相の非還流期間の幅を考慮して、各相の非還流期間を互いにずらして再配置する例を説明する。

[0072] 図 13 は、本発明の第 1 の実施形態による進角指示値の算出方法を説明するためのフローチャートを示す図である。

[0073] ステップ S1 において、搬送波進角調整器 158 は、U 相の進角指示値 T_a をゼロに設定する。

[0074] ステップ S2 において、搬送波進角調整器 158 は、U 相の非還流期間に続いて V 相の非還流期間を配置できるかどうかの判断として、U 相の非還流期間の幅 W_u と V 相の非還流期間の幅 W_v の合計値が 1 未満であるか否かを判定する。その結果、1 未満であれば配置可能と判断してステップ S3 に進み、そうでなければ配置不可能と判断してステップ S4 に進む。

[0075] ステップ S3 において、搬送波進角調整器 158 は、U 相の非還流期間に続いて V 相の非還流期間を配置するために、V 相の進角指示値 T_b を以下の式 (11) に従って設定する。式 (11) において、 T は時間ユニットの長さを表している。ステップ S3 を実行したら、ステップ S5 に進む。

$$T_b = (W_u + W_v/2) \times T \quad \dots (11)$$

[0076] ステップS4において、搬送波進角調整器158は、V相の非還流期間とW相の非還流期間をU相の非還流期間から180°ずらして配置するために、V相の進角指示値 T_b 、W相の進角指示値 T_c を時間ユニットの長さ T の半分にそれぞれ設定する。このときU相の非還流期間とV相の非還流期間には、互いに重なり合う部分が必ず存在する。そのため、共通母線に流れる電流 I_d が時間ユニット内でゼロとなることはない。ステップS4を実行したら、図13のフローチャートを終了する。

[0077] ステップS5において、搬送波進角調整器158は、U相およびV相の非還流期間に続いてW相の非還流期間を配置できるかどうかの判断として、U相の非還流期間の幅 W_u とV相の非還流期間の幅 W_v とW相の非還流期間の幅 W_w との合計値が1未満であるか否かを判定する。その結果、1未満であれば配置可能と判断してステップS6に進み、そうでなければ配置不可能と判断してステップS7に進む。

[0078] ステップS6において、搬送波進角調整器158は、U相、V相の非還流期間に続いてさらにW相の非還流期間を配置するために、W相の進角指示値 T_b を以下の式(12)に従って設定する。ステップS6を実行したら、図13のフローチャートを終了する。

$$T_c = (W_u + W_v + W_v/2) \times T \quad \dots (12)$$

[0079] ステップS7において、搬送波進角調整器158は、W相の非還流期間をU相の非還流期間から位相を180°ずらして配置するために、W相の進角指示値 T_c を時間ユニットの長さ T の半分に設定する。このときU相またはV相の非還流期間とW相の非還流期間には、互いに重なり合う部分が必ず存在する。そのため、共通母線に流れる電流 I_d が時間ユニット内でゼロとなることはない。ステップS7を実行したら、図13のフローチャートを終了する。

[0080] 以上説明したように、第1の実施形態では、各相の非還流期間の幅を考慮して、各相の非還流期間を互いにずらして再配置し、各相の進角指示値 T_a , T_b , T_c を算出する。このように各相の非還流期間を扱うことで、共通母線上の

直流電流 I_d がゼロとなる期間がある場合、2つ以上の相について非還流期間が重ならないようにモータ200を駆動することができる。その結果、平滑キャパシタ110の充放電を抑制して、過大な温度上昇を抑制できる。

[0081] (第2の実施形態)

以下に説明する第2の実施形態では、各相の非還流期間を固定の位置に再配置する例を説明する。

[0082] 本実施形態では、たとえば、U相の進角指示値 T_a をゼロとし、W相の進角指示値 T_c を時間ユニットの長さ T の半分である $T/2$ に設定する。これにより、U相の非還流期間をそのままとして、W相の非還流期間を時間ユニットの開始時刻に合わせて再配置する。なお、V相の進角指示値 T_b には、任意の値を設定することができる。

[0083] 以上説明したように、第2の実施形態では、W相の非還流期間を選択し、その非還流期間を時間ユニットの終了時刻に合わせて再配置することで各相の非還流期間を互いにずらすように、各相の進角指示値 T_a , T_b , T_c を算出する。その結果、U相の非還流期間とW相の非還流期間とが互いに重なり合う時間を最小化して、3相の非還流期間がなるべく重ならないようにモータ200を駆動することができる。したがって、平滑キャパシタ110の充放電を抑制して、過大な温度上昇を抑制できる。また、各相の進角指示値を時間ユニットごとに設定する必要がないため、第1の実施形態の場合と比べて、処理を簡素化できるという利点もある。

[0084] なお、上記の実施形態では、U相の進角指示値 T_a をゼロとする一方で、W相の進角指示値 T_c を $T/2$ に設定する例を説明したが、このような進角指示値の設定をそれぞれ別々の相に対して行ってもよい。また、上記の実施形態では、いずれか1相（上記の例ではW相）の進角指示値を $T/2$ に設定することで、その相の非還流期間を時間ユニットの開始時刻に合わせて再配置するようにした。しかし、いずれか1相の進角指示値を $-T/2$ に設定することで、その相の非還流期間を時間ユニットの終了時刻に合わせて再配置することもできる。このようにしても、上記と同様の効果が得られる。すなわち、本実施形態

では、いずれか1相の非還流期間を選択し、その非還流期間を時間ユニットの開始時刻または終了時刻に合わせて再配置することで、各相の非還流期間を互いにずらすことができる。

[0085] (第3の実施形態)

以下に説明する第3の実施形態では、各相のインバータ電流 I_{du} , I_{dv} , I_{dw} の大きさを考慮して、各相の非還流期間を再配置する例を説明する。図14は、本発明の第3の実施形態による進角指示値の算出方法を示した表である。

[0086] 本実施形態では、前述の式(8)、(9)、(10)で算出される各相の非還流期間の高さ H_u , H_v , H_w を比較することで、インバータ電流が最大となる相を特定する。その結果を踏まえて、図14の表に示したように、インバータ電流が最大となる相の進角指示値を $T/2$ とし、他の相の進角指示値をゼロとして、各相の進角指示値 T_a , T_b , T_c を設定する。これにより、インバータ電流が最大となる相の非還流期間を時間ユニットの開始時刻に合わせて再配置する。

[0087] 以上説明したように、第3の実施形態では、インバータ電流が最大となる相の非還流期間を選択し、その非還流期間を時間ユニットの開始時刻に合わせて再配置することで各相の非還流期間を互いにずらすように、各相の進角指示値 T_a , T_b , T_c を算出する。その結果、図6、7のようなブロックで示される高さが最大の非還流期間に他の非還流期間が重なり合う時間を最小化して、モータ200を駆動することができる。したがって、共通母線に流れる電流 I_d のピーク特性を改善し、平滑キャパシタ110の充放電を抑制して、過大な温度上昇を抑制できる。なお、インバータ電流が最大となる相は、モータ200の1回転、すなわち1電気角周期ごとに、6回ずつ入れ替わる。そのため、本実施形態では、搬送波の位相をモータ200の回転周期ごとに6回変化させる必要がある。

[0088] なお、上記の実施形態では、インバータ電流が最大となる相の進角指示値を $T/2$ に設定することで、その相の非還流期間を時間ユニットの開始時刻に合

わせて再配置するようにした。しかし、インバータ電流が最大となる相の進角指示値を $-T/2$ に設定することで、その相の非還流期間を時間ユニットの終了時刻に合わせて再配置することもできる。このようにしても、上記と同様の効果が得られる。すなわち、本実施形態では、インバータ電流が最大となる相の非還流期間を選択し、その非還流期間を時間ユニットの開始時刻または終了時刻に合わせて再配置することで、各相の非還流期間を互いにずらすことができる。

[0089] (第4の実施形態)

以下に説明する第4の実施形態では、各相のインバータ電流 I_{du} , I_{dv} , I_{dw} の大きさを考慮して、前述の第3の実施形態とは異なる方法で各相の非還流期間を再配置する例を説明する。図15は、本発明の第4の実施形態による進角指示値の算出方法を示した表である。

[0090] 本実施形態では、前述の式(8)、(9)、(10)で算出される各相の非還流期間の高さ H_u , H_v , H_w を比較することで、インバータ電流が最大となる相と、2番目に大きくなる相とを特定する。その結果を踏まえて、図15の表に示したように、インバータ電流が最大となる相の進角指示値と2番目に大きくなる相の進角指示値とを、前述の式(8)、(9)、(10)で算出される各相の非還流期間の幅 W_u , W_v , W_w に基づいて、それぞれ表中の数式に従って算出することで、各相の進角指示値 T_a , T_b , T_c を設定する。なお、残りの相の進角指示値には、任意の値(たとえばゼロ)を設定することができる。これにより、インバータ電流が最大となる相の非還流期間の開始時刻を時間ユニットの開始時刻に合わせて再配置すると共に、インバータ電流が2番目に大きくなる相の非還流期間の終了時刻を時間ユニットの終了時刻に合わせて再配置する。

[0091] 以上説明したように、第4の実施形態では、インバータ電流が最大となる相の非還流期間に加えて、インバータ電流が2番目に大きくなる相の非還流期間をさらに選択する。そして、これらの非還流期間を時間ユニットの開始時刻と終了時刻にそれぞれ合わせて異なる位置に再配置することで各相の非

還流期間を互いにずらすように、各相の進角指示値 T_a , T_b , T_c を算出する。その結果、高さが最大の非還流期間と次点の高さの非還流期間とが重なり合う時間を最小化して、モータ200を駆動することができる。したがって、共通母線に流れる電流 I_d のピーク特性を改善し、平滑キャパシタ110の充放電を抑制して、過大な温度上昇を抑制できる。なお、インバータ電流が最大となる相と2番目に大きくなる相との組み合わせは、モータ200の1回転、すなわち1電気角周期ごとに、12回ずつ入れ替わる。そのため、本実施形態では、搬送波の位相をモータ200の回転周期ごとに12回変化させる必要がある。

[0092] なお、上記の実施形態では、インバータ電流が最大となる相の進角指示値と、インバータ電流が2番目に大きくなる相の進角指示値とを、図15に示した表中の式に基づいてそれぞれ設定することで、これらの相の非還流期間を時間ユニットの開始時刻と終了時刻にそれぞれ合わせて再配置するようにした。しかし、表中の式の正負をそれぞれ逆転させることで、これらの相の非還流期間を時間ユニットの終了時刻と開始時刻にそれぞれ合わせて再配置することもできる。このようにしても、上記と同様の効果が得られる。すなわち、本実施形態では、インバータ電流が最大となる相と2番目に大きくなる相の非還流期間を選択し、これらを時間ユニットの開始時刻と終了時刻に分けてそれぞれに合わせて再配置することで、各相の非還流期間を互いにずらすことができる。

[0093] (第5の実施形態)

以下に説明する第5の実施形態では、各相のインバータ電流 I_{du} , I_{dv} , I_{dw} の大きさを考慮して、前述の第3、第4の実施形態とは異なる方法で各相の非還流期間を再配置する例を説明する。図16は、本発明の第5の実施形態による進角指示値の算出方法を示した表である。

[0094] 本実施形態では、前述の式(8)、(9)、(10)で算出される各相の非還流期間の高さ H_u , H_v , H_w を比較することで、インバータ電流が最小となる相を特定し、そのインバータ電流の極性と他の2相のインバータ電流の極

性とが一致するか否かを判定する。なお、このとき他の2相のインバータ電流の極性は同一であるものとする。その結果、これらのインバータ電流の極性が一致すると判定した場合に、図16の表に示したように、インバータ電流が最大となる相の進角指示値と、2番目に大きくなる相の進角指示値と、最小となる相の進角指示値とを、前述の式(8)、(9)、(10)で算出される各相の非還流期間の幅 W_u , W_v , W_w に基づいて、それぞれ表中の数式に従って算出することで、各相の進角指示値 T_a , T_b , T_c を設定する。これにより、インバータ電流が最大となる相の非還流期間の開始時刻を時間ユニットの開始時刻に合わせて再配置すると共に、インバータ電流が2番目に大きくなる相の非還流期間および最小となる相の非還流期間の終了時刻を時間ユニットの終了時刻に合わせてそれぞれ再配置する。すなわち、インバータ電流が最小となる相の非還流期間を2番目に大きくなる相の非還流期間に合わせて、これらを共に時間ユニットの終了時刻に揃えて再配置する。

[0095] 以上説明したように、第5の実施形態では、インバータ電流が最小となる相の非還流期間を選択し、その非還流期間でのインバータ電流の極性と他の2相の非還流期間でのインバータ電流の極性とが一致するか否かを判定する。これらが一致する場合、当該非還流期間をインバータ電流が2番目に大きくなる相の非還流期間に合わせて再配置することで各相の非還流期間を互いにずらすように、各相の進角指示値 T_a , T_b , T_c を算出する。その結果、高さが最大の非還流期間を避けて、次点の高さの非還流期間に残りの非還流期間を重ねるようにして、モータ200を駆動することができる。したがって、共通母線に流れる電流 I_d のピーク特性を改善し、平滑キャパシタ110の充放電を抑制して、過大な温度上昇を抑制できる。また、インバータ電流が2番目に大きくなる相と最小となる相とで同じ進角指示値を設定すればよいため、第4の実施形態の場合と比べて、搬送波の位相を変化させる回数を減らして、処理を簡素化できるという利点もある。

[0096] なお、上記の実施形態では、インバータ電流が最大となる相の進角指示値と、インバータ電流が2番目に大きくなる相の進角指示値および最小となる

相の進角指示値とを、図 16 に示した表中の式に基づいてそれぞれ設定することで、これらの相の非還流期間を時間ユニットの開始時刻と終了時刻にそれぞれ合わせて再配置するようにした。しかし、表中の式の正負をそれぞれ逆転させることで、これらの相の非還流期間を時間ユニットの終了時刻と開始時刻にそれぞれ合わせて再配置することもできる。このようにしても、上記と同様の効果が得られる。すなわち、本実施形態では、インバータ電流が最大となる相と 2 番目に大きくなる相の非還流期間を選択し、これらを時間ユニットの開始時刻と終了時刻に分けてそれぞれに合わせて再配置すると共に、インバータ電流が最小となる相の非還流期間をさらに選択し、これをインバータ電流が 2 番目に大きくなる相の非還流期間に合わせて再配置することで、各相の非還流期間を互いにずらすことができる。

[0097] (第 6 の実施形態)

以下に説明する第 6 の実施形態では、前述の第 5 の実施形態と同様にインバータ電流の極性を判定した結果、最小インバータ電流の極性と他の 2 相のインバータ電流の極性とが一致しない場合に、各相の非還流期間を再配置する例を説明する。図 17 は、本発明の第 6 の実施形態による進角指示値の算出方法を示した表である。

[0098] 本実施形態では、前述の第 5 の実施形態と同様に、式 (8)、(9)、(10) で算出される各相の非還流期間の高さ H_u , H_v , H_w を比較することで、インバータ電流が最小となる相を特定し、そのインバータ電流の極性と他の 2 相のインバータ電流の極性とが一致するか否かを判定する。その結果、これらのインバータ電流の極性が一致しないと判定した場合に、図 17 の表に示したように、インバータ電流が最大となる相の進角指示値と、2 番目に大きくなる相の進角指示値と、最小となる相の進角指示値とを、前述の式 (8)、(9)、(10) で算出される各相の非還流期間の幅 W_u , W_v , W_w に基づいて、それぞれ表中の数式に従って算出することで、各相の進角指示値 T_a , T_b , T_c を設定する。これにより、インバータ電流が最大となる相の非還流期間および最小となる相の非還流期間の開始時刻を時間ユニットの開始時刻に合

わせてそれぞれ再配置すると共に、インバータ電流が2番目に大きくなる相の非還流期間の終了時刻を時間ユニットの終了時刻に合わせて再配置する。すなわち、インバータ電流が最小となる相の非還流期間を最大となる相の非還流期間に合わせて、これらを共に時間ユニットの開始時刻に揃えて再配置する。

[0099] 以上説明したように、第6の実施形態では、インバータ電流が最小となる相の非還流期間を選択し、その非還流期間でのインバータ電流の極性と他の2相の非還流期間でのインバータ電流の極性とが一致するか否かを判定する。これらが異なる場合、当該非還流期間をインバータ電流が最大となる相の非還流期間に合わせて再配置することで各相の非還流期間を互いにずらすように、各相の進角指示値 T_a , T_b , T_c を算出する。その結果、高さが最大の非還流期間に逆極性の非還流期間を重ねるようにして、モータ200を駆動することができる。したがって、共通母線に流れる電流 I_d のピーク特性を改善し、平滑キャパシタ110の充放電を抑制して、過大な温度上昇を抑制できる。

[0100] なお、上記の実施形態では、インバータ電流が最大となる相の進角指示値および最小となる相の進角指示値と、インバータ電流が2番目に大きくなる相の進角指示値とを、図17に示した表中の式に基づいてそれぞれ設定することで、これらの相の非還流期間を時間ユニットの開始時刻と終了時刻にそれぞれ合わせて再配置するようにした。しかし、表中の式の正負をそれぞれ逆転させることで、これらの相の非還流期間を時間ユニットの終了時刻と開始時刻にそれぞれ合わせて再配置することもできる。このようにしても、上記と同様の効果が得られる。すなわち、本実施形態では、インバータ電流が最大となる相と2番目に大きくなる相の非還流期間を選択し、これらを時間ユニットの開始時刻と終了時刻に分けてそれぞれに合わせて再配置すると共に、インバータ電流が最小となる相の非還流期間をさらに選択し、これをインバータ電流が最大となる相の非還流期間に合わせて再配置することで、各相の非還流期間を互いにずらすことができる。

[0101] (第7の実施形態)

以下に説明する第7の実施形態では、前述の第5の実施形態と同様にインバータ電流の極性を判定した結果、最小インバータ電流の極性と他の2相のインバータ電流の極性が一致しない場合に、前述の第6の実施形態とは異なる方法で各相の非還流期間を再配置する例を説明する。図18は、本発明の第7の実施形態による進角指示値の算出方法を示した表である。

[0102] 本実施形態では、前述の第5、第6の実施形態と同様に、式(8)、(9)、(10)で算出される各相の非還流期間の高さ H_u 、 H_v 、 H_w を比較することで、インバータ電流が最小となる相を特定し、そのインバータ電流の極性と他の2相のインバータ電流の極性が一致するか否かを判定する。その結果、これらのインバータ電流の極性が一致しないと判定した場合に、図18の表中に示した確認条件を満たすか否かを判定する。この確認条件は、インバータ電流が最大となる相の非還流期間と2番目に大きくなる相の非還流期間とが互いに重なっているか否かを確認するための条件式である。その結果、確認条件を満たさないと判定した場合は、これらの非還流期間は重なり合っていないと判断し、第6の実施形態で説明した方法に従って、各相の進角指示値 T_a 、 T_b 、 T_c を設定する。

[0103] 一方、確認条件を満たすと判定した場合、インバータ電流が最大となる相の非還流期間と2番目に大きくなる相の非還流期間とで重なり合う部分があると判断する。この場合、図18の表に示したように、インバータ電流が最大となる相の進角指示値と、2番目に大きくなる相の進角指示値と、最小となる相の進角指示値とを、前述の式(8)、(9)、(10)で算出される各相の非還流期間の幅 W_u 、 W_v 、 W_w に基づいて、それぞれ表中の数式に従って算出することで、各相の進角指示値 T_a 、 T_b 、 T_c を設定する。これにより、インバータ電流が最大となる相の非還流期間の開始時刻を時間ユニットの開始時刻に合わせて再配置すると共に、インバータ電流が2番目に大きくなる相の非還流期間の終了時刻を時間ユニットの終了時刻に合わせて再配置する。さらに、インバータ電流が最小となる相の非還流期間については、他の2相

の非還流期間が重なり合う期間を求め、その期間の中心に合わせて再配置する。

[0104] 以上説明したように、第7の実施形態では、インバータ電流が最大となる相の非還流期間と2番目に大きくなる相の非還流期間とが重なるか否かを判定する。これらが重なる場合、その重なり期間に合わせてインバータ電流が最小となる相の非還流期間を再配置することで各相の非還流期間を互いにずらすように、各相の進角指示値 T_a , T_b , T_c を算出する。その結果、高さが最大の非還流期間と次点の高さの非還流期間との重なり期間に逆極性の非還流期間を重ねるようにして、モータ200を駆動することができる。したがって、共通母線に流れる電流 I_d のピーク特性を改善し、平滑キャパシタ110の充放電を抑制して、過大な温度上昇を抑制できる。

[0105] なお、上記の実施形態では、インバータ電流が最大となる相の進角指示値と、インバータ電流が2番目に大きくなる相の進角指示値とを、図18に示した表中の式に基づいてそれぞれ設定することで、これらの相の非還流期間を時間ユニットの開始時刻と終了時刻にそれぞれ合わせて再配置するようにした。しかし、表中の式の正負をそれぞれ逆転させることで、これらの相の非還流期間を時間ユニットの終了時刻と開始時刻にそれぞれ合わせて再配置することもできる。このようにしても、上記と同様の効果が得られる。すなわち、本実施形態では、インバータ電流が最大となる相と2番目に大きくなる相の非還流期間を選択し、これらを時間ユニットの開始時刻と終了時刻に分けてそれぞれに合わせて再配置すると共に、インバータ電流が最小となる相の非還流期間をさらに選択し、これを他の2相の非還流期間の重なり期間に合わせて再配置することで、各相の非還流期間を互いにずらすことができる。

[0106] なお、上記の各実施形態では、搬送波に三角波を用いたPWM制御の場合の例をそれぞれ説明したが、搬送波に鋸波を用いたPWM制御の場合にも適用可能である。この場合、再配置前の各相の非還流期間は、時間ユニットの開始時刻または終了時刻に合わせて配置されている。そのため、いずれかの

相の非還流期間を時間ユニットの開始時刻または終了時刻に合わせて再配置するためには、進角指示値をゼロとすればよい。

[0107] 以上説明した各実施形態や各種の変化例はあくまで一例であり、発明の特徴が損なわれない限り、本発明はこれらの内容に限定されない。

符号の説明

- [0108]
- 1 P母線端子
 - 2 N母線端子
 - 3, 4, 5, 6, 7, 8 AC端子
 - 100 インバータ
 - 101 P母線
 - 102 N母線
 - 110 平滑キャパシタ
 - 121, 122, 123, 124 帰還ダイオード
 - 125 仮想グラウンド電位
 - 126 信号セパレータ
 - 141, 142, 143 電流センサ
 - 150 制御器
 - 151, 152, 153 PWMカウンタ
 - 154, 155, 156 乗算器
 - 157 搬送波生成器
 - 158 搬送波進角調整器
 - 160, 170, 180 単相インバータ
 - 200 交流モータ
 - 210, 220, 230 独立巻線
 - 300 機械出力軸

請求の範囲

- [請求項1] 固定子に3相の独立巻線を有する電動機と接続され、前記電動機の各独立巻線の電圧を個別に制御することで前記電動機を駆動させる電動機駆動装置であって、
- バッテリーの正極側と負極側にそれぞれ接続される一対の母線と、
- 前記一対の母線間に接続された平滑キャパシタと、
- 前記独立巻線の各々に対応して設けられ、前記一対の母線間にそれぞれ接続された3相の単相インバータと、
- 前記単相インバータの各々について、前記一対の母線を経由したインバータ電流が流れる非還流期間と、前記インバータ電流が流れない還流期間とを制御するためのゲート信号を出力する制御器と、を備え、
- 前記制御器は、各相の前記非還流期間を互いにずらして、前記ゲート信号を出力することを特徴とする電動機駆動装置。
- [請求項2] 請求項1に記載の電動機駆動装置において、
- 前記制御器は、3相全ての前記還流期間が重なる期間がある場合、いずれか1相または2相の前記非還流期間の少なくとも一部を当該期間に再配置することで、各相の前記非還流期間を互いにずらすことを特徴とする電動機駆動装置。
- [請求項3] 請求項1または2に記載の電動機駆動装置において、
- 周期的な搬送波を用いたPWM制御により、前記独立巻線の各々に対する印加電圧が決定され、
- 前記制御器は、いずれか1相の前記非還流期間を選択し、その非還流期間を前記搬送波の周期に応じた時間ユニットの開始時刻または終了時刻に合わせて再配置することで、各相の前記非還流期間を互いにずらすことを特徴とする電動機駆動装置。
- [請求項4] 請求項3に記載の電動機制御装置において、
- 前記制御器は、3相の前記非還流期間のうち前記インバータ電流が

最大となる相の非還流期間を選択することを特徴とする電動機駆動装置。

[請求項5] 請求項4に記載の電動機制御装置において、
前記制御器は、3相の前記非還流期間のうち前記インバータ電流が2番目に大きくなる相の非還流期間をさらに選択し、その非還流期間を前記搬送波の周期に応じた時間ユニットの終了時刻または開始時刻に合わせて、前記インバータ電流が最大となる相の非還流期間とは異なる位置に再配置することを特徴とする電動機駆動装置。

[請求項6] 請求項5に記載の電動機制御装置において、
前記制御器は、3相の前記非還流期間のうち前記インバータ電流が最小となる相の非還流期間をさらに選択し、その非還流期間での前記インバータ電流の極性と他の2相の非還流期間での前記インバータ電流の極性とが一致する場合、当該非還流期間を前記インバータ電流が2番目に大きくなる相の非還流期間に合わせて再配置することを特徴とする電動機駆動装置。

[請求項7] 請求項5に記載の電動機制御装置において、
前記制御器は、3相の前記非還流期間のうち前記インバータ電流が最小となる相の非還流期間をさらに選択し、その非還流期間での前記インバータ電流の極性と他の2相の非還流期間での前記インバータ電流の極性とが異なる場合、当該非還流期間を前記インバータ電流が最大となる相の非還流期間に合わせて再配置することを特徴とする電動機駆動装置。

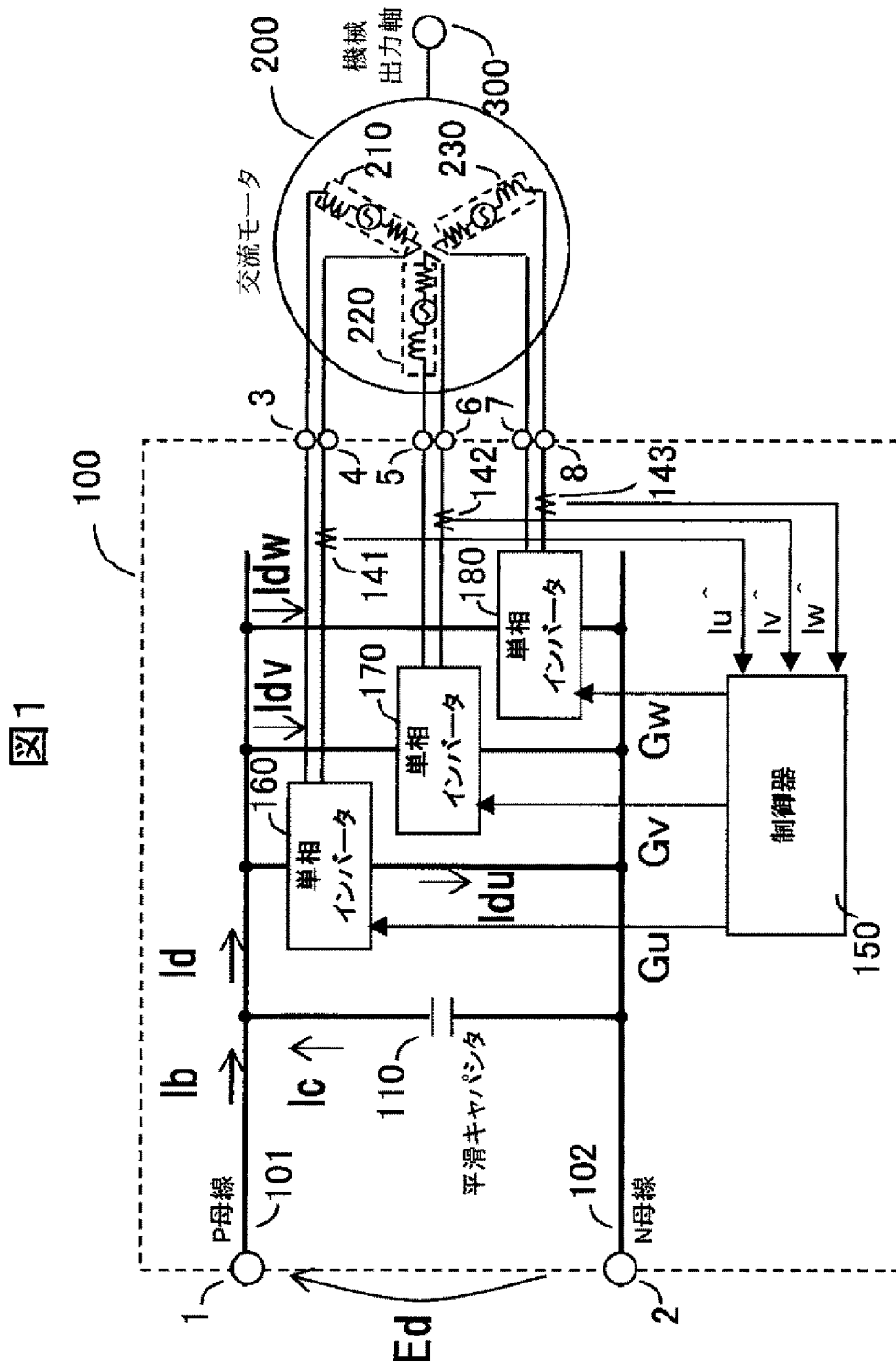
[請求項8] 請求項5に記載の電動機制御装置において、
前記制御器は、3相の前記非還流期間のうち前記インバータ電流が最大となる相の非還流期間と、前記インバータ電流が2番目に大きくなる相の非還流期間とが重なる場合、その重なり期間に合わせて、前記インバータ電流が最小となる相の非還流期間を再配置することを特徴とする電動機駆動装置。

[請求項9] 請求項3に記載の電動機制御装置において、

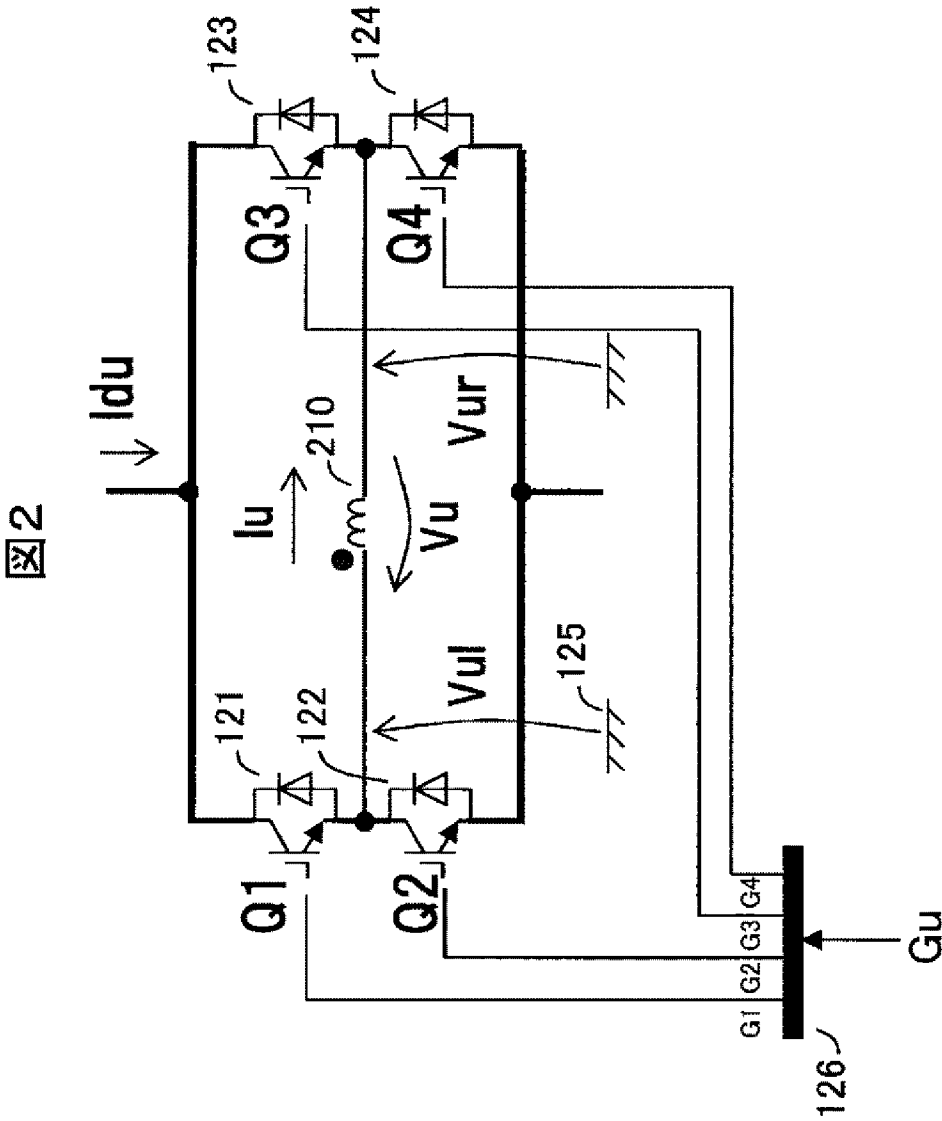
前記制御器は、前記搬送波の位相を調整するための進角指示値を算出する搬送波進角調整器と、前記進角指示値に応じて位相を調整した搬送波を生成する搬送波生成器と、前記搬送波生成器により生成された搬送波に基づいて前記印加電圧を決定するPWMカウンタとを有し、

前記搬送波進角調整器は、前記再配置された非還流期間の位置に応じて前記進角指示値を算出することを特徴とする電動機駆動装置。

[図1]



[図2]



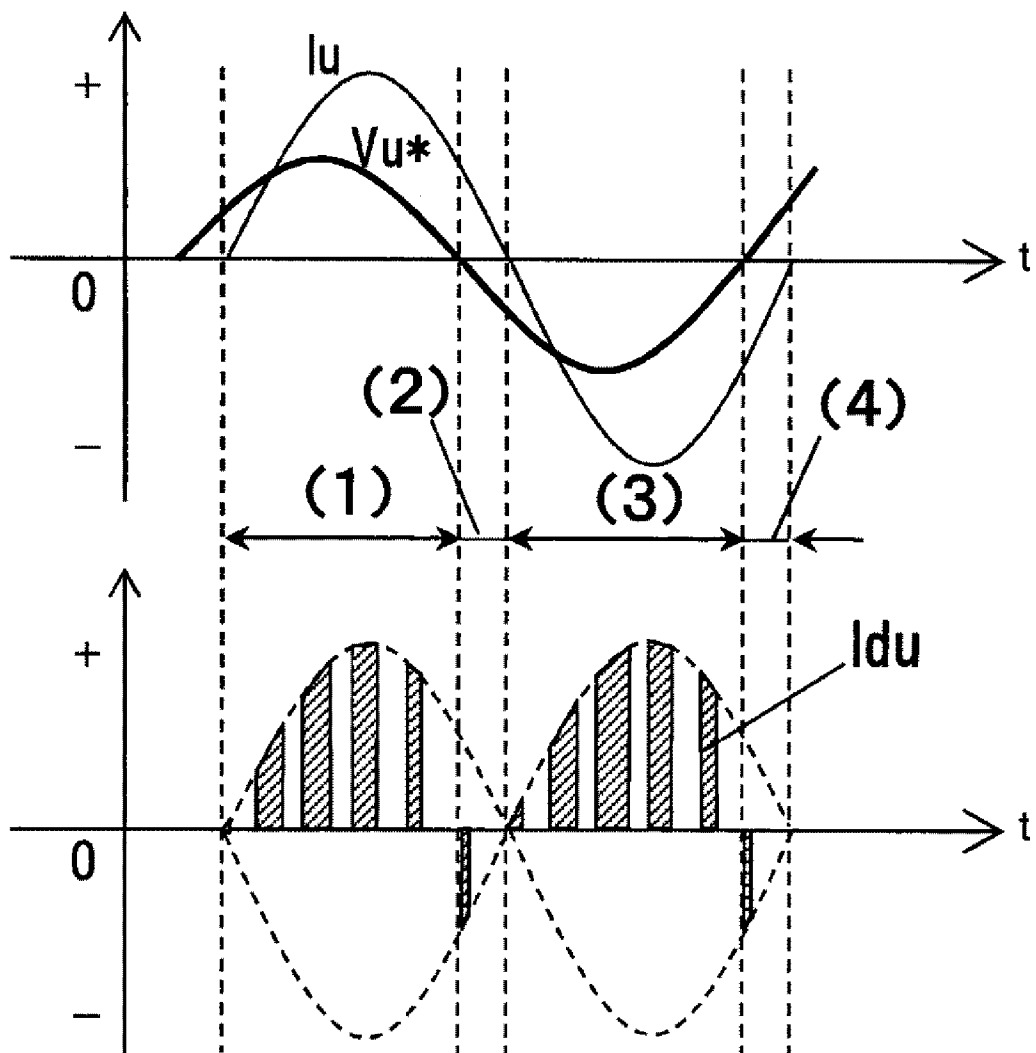
[図3]

図3

スイッチ モード	(Q1Q2Q3Q4) “0”オフ, “1”オン	Vu	Idu	
			Idu>0	Idu≤0
M1	(1001)	+Ed	Idu(力行)	Idu(回生)
M2	(0110)	−Ed	−Idu(回生)	−Idu(力行)
M3	(1010)	0	0	0
M4	(0101)	0	0	0

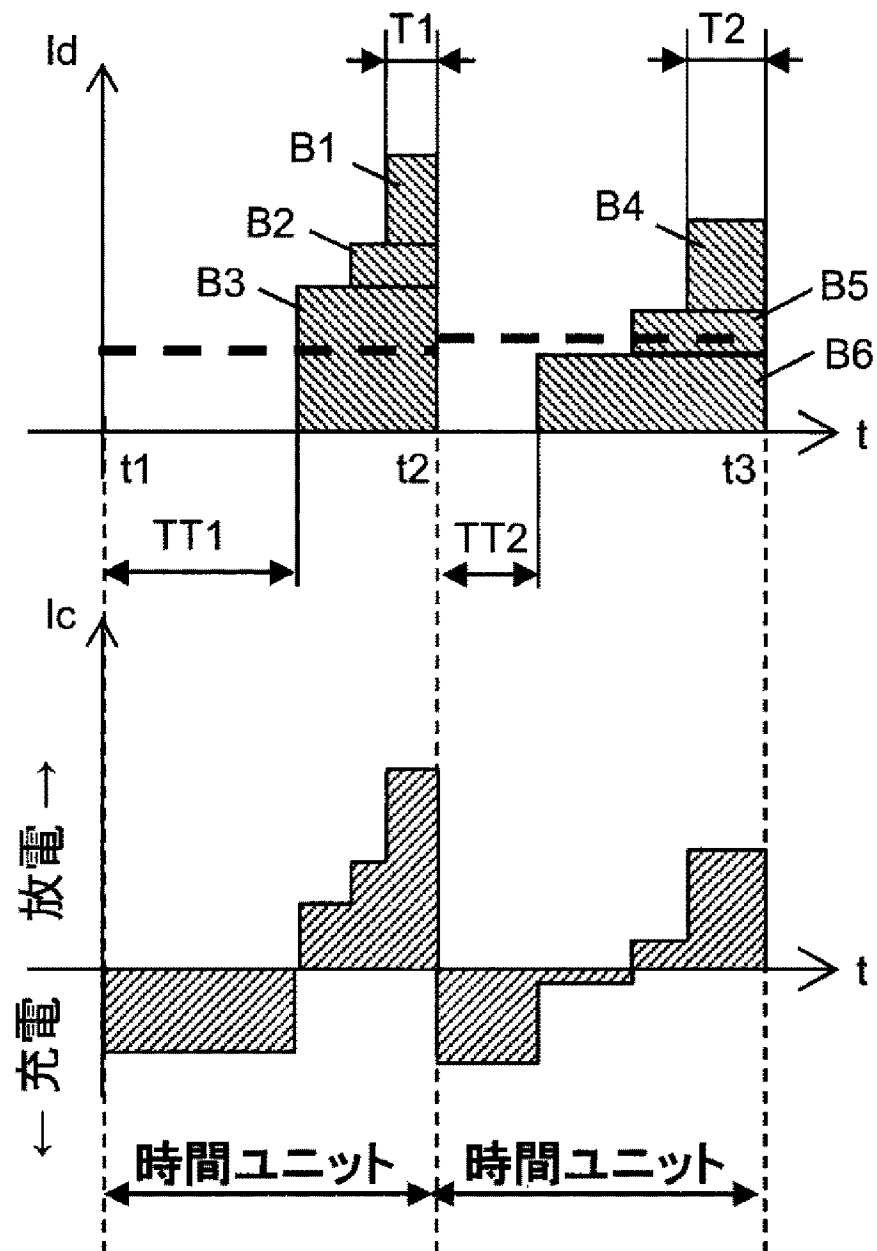
[図4]

図4



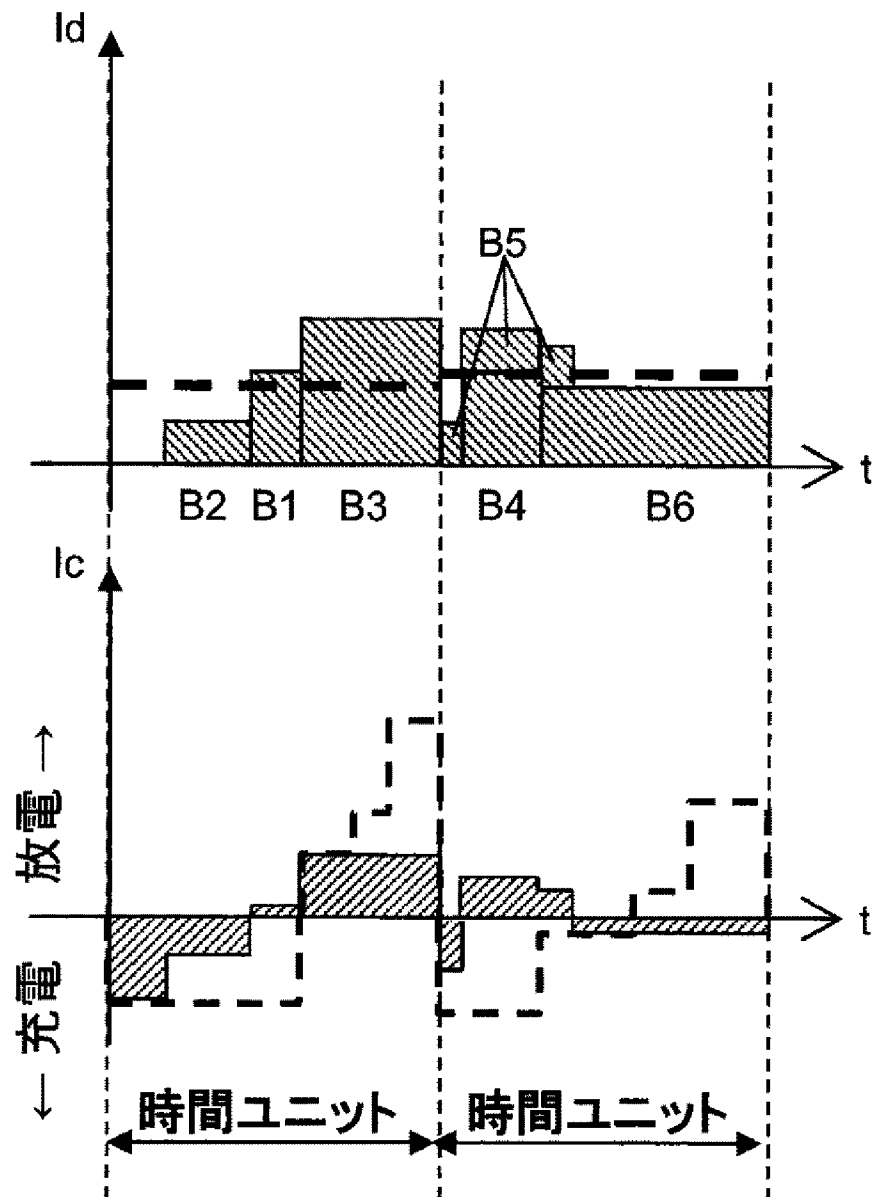
[図5]

図5



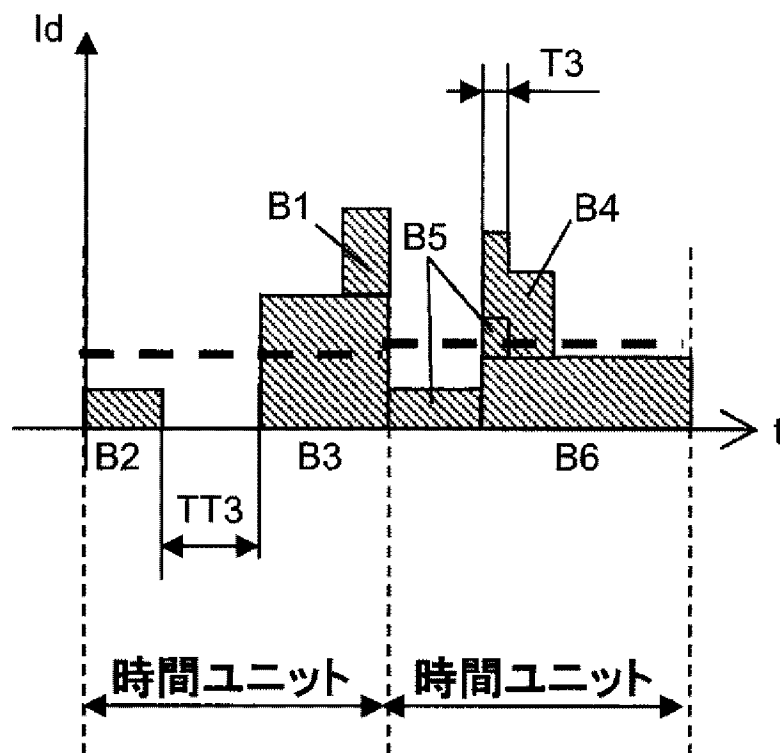
[図6]

図6

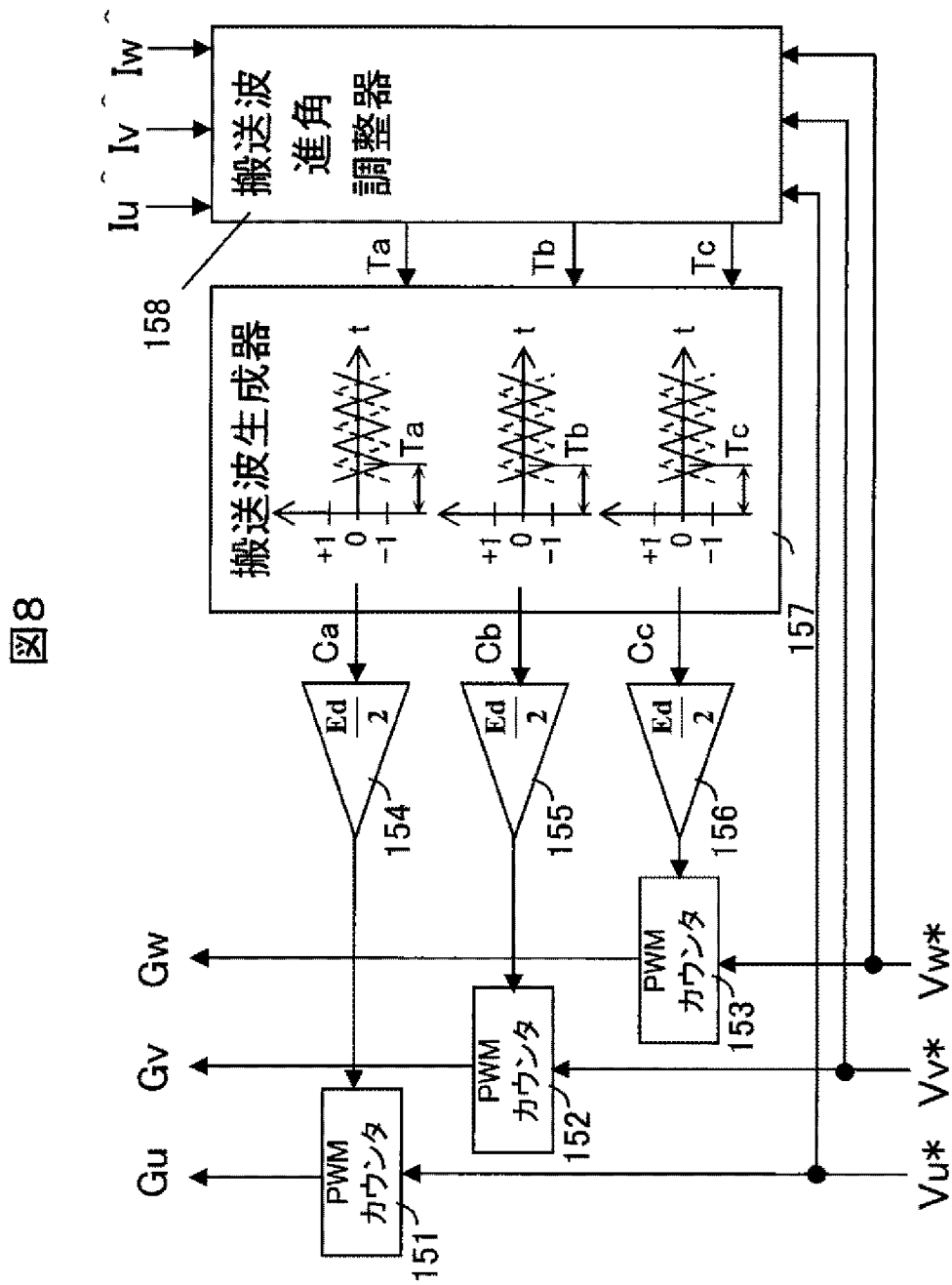


[図7]

図7

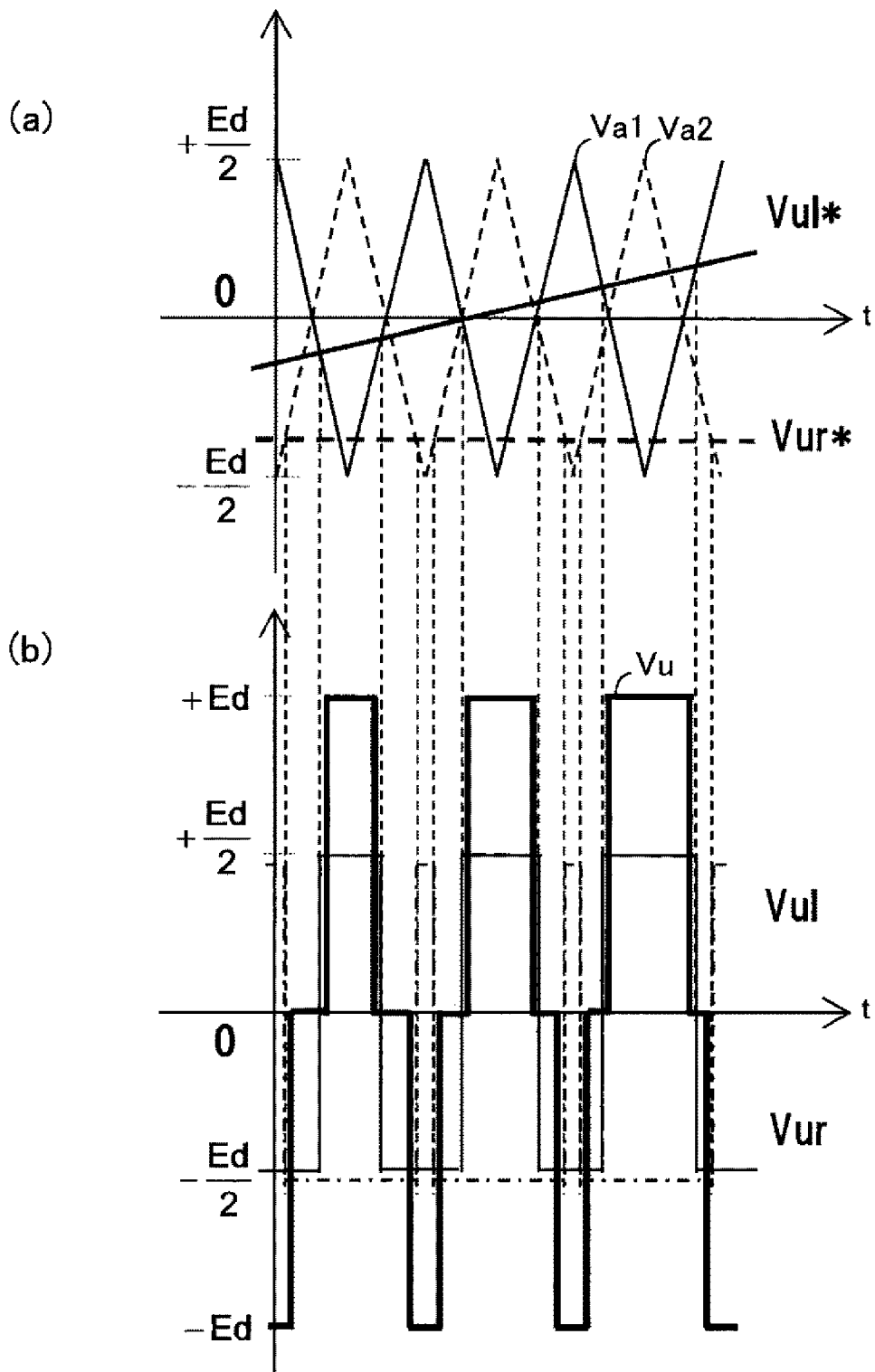


[図8]



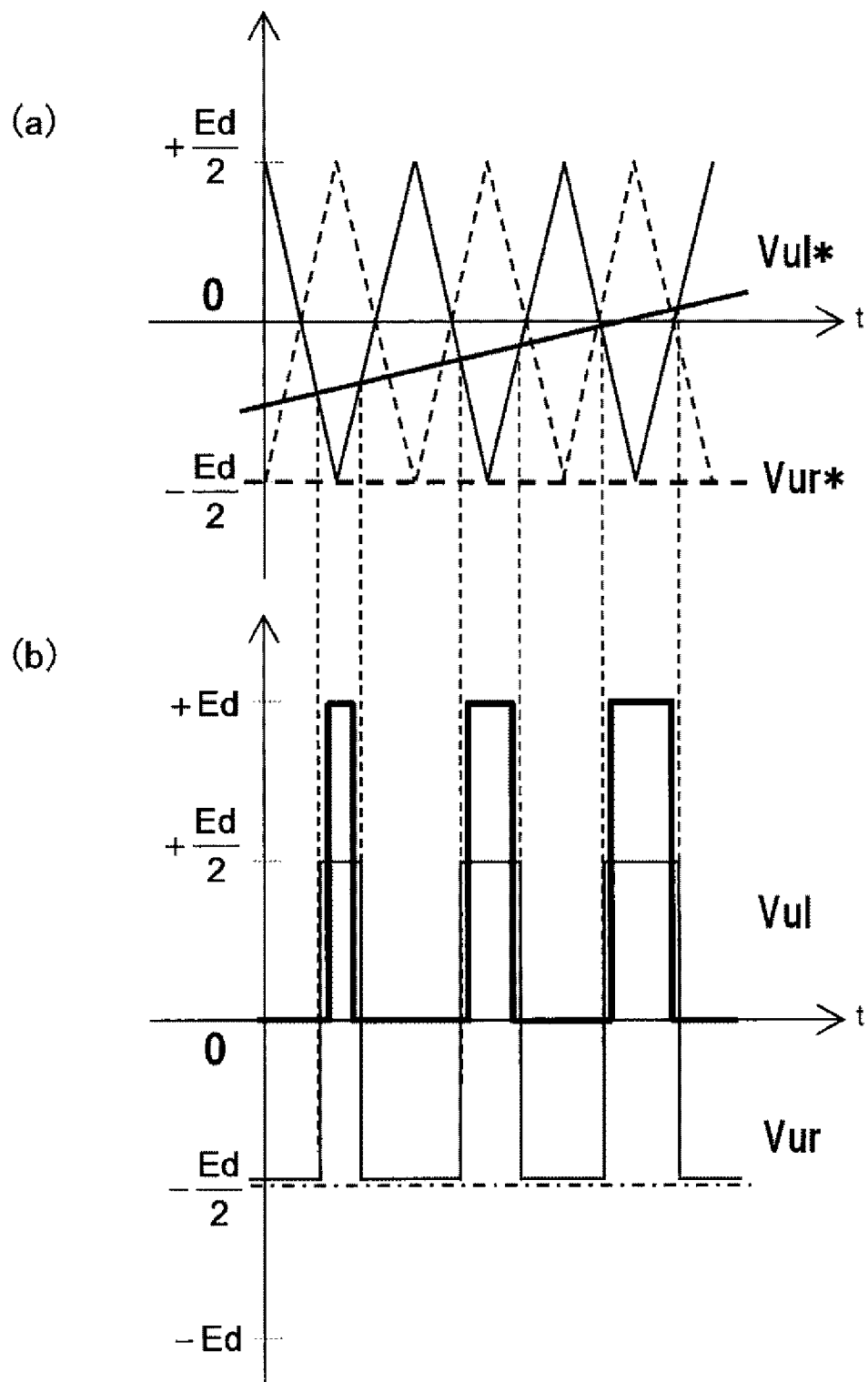
[図9]

図9



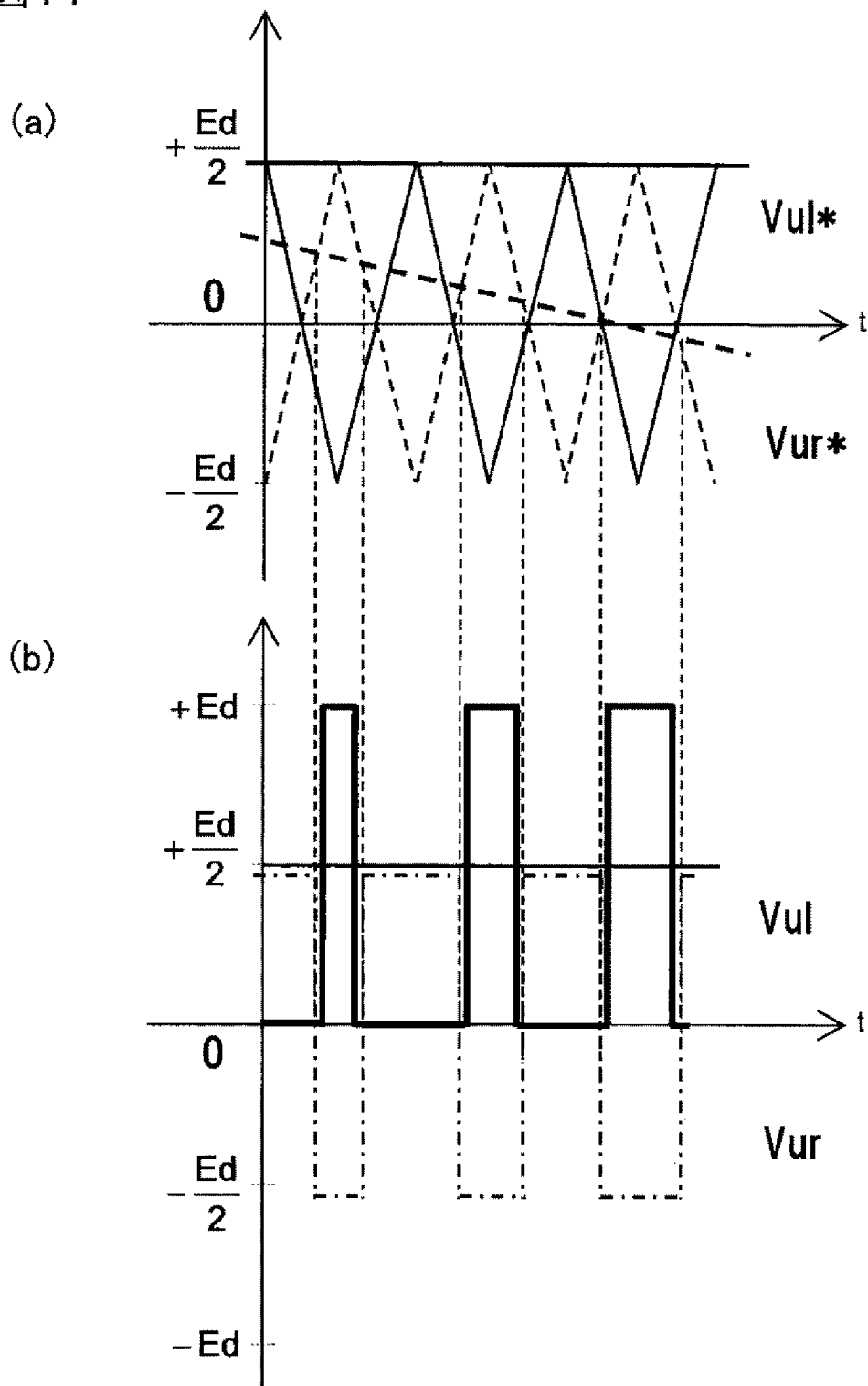
[図10]

図10



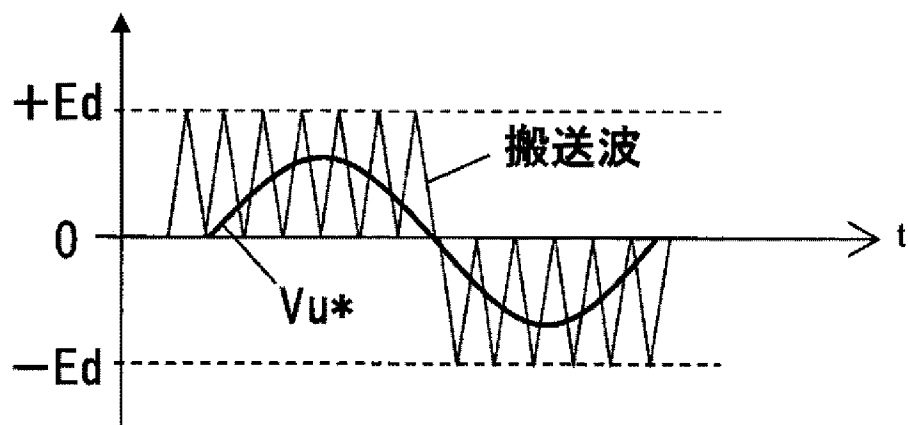
[図11]

図11



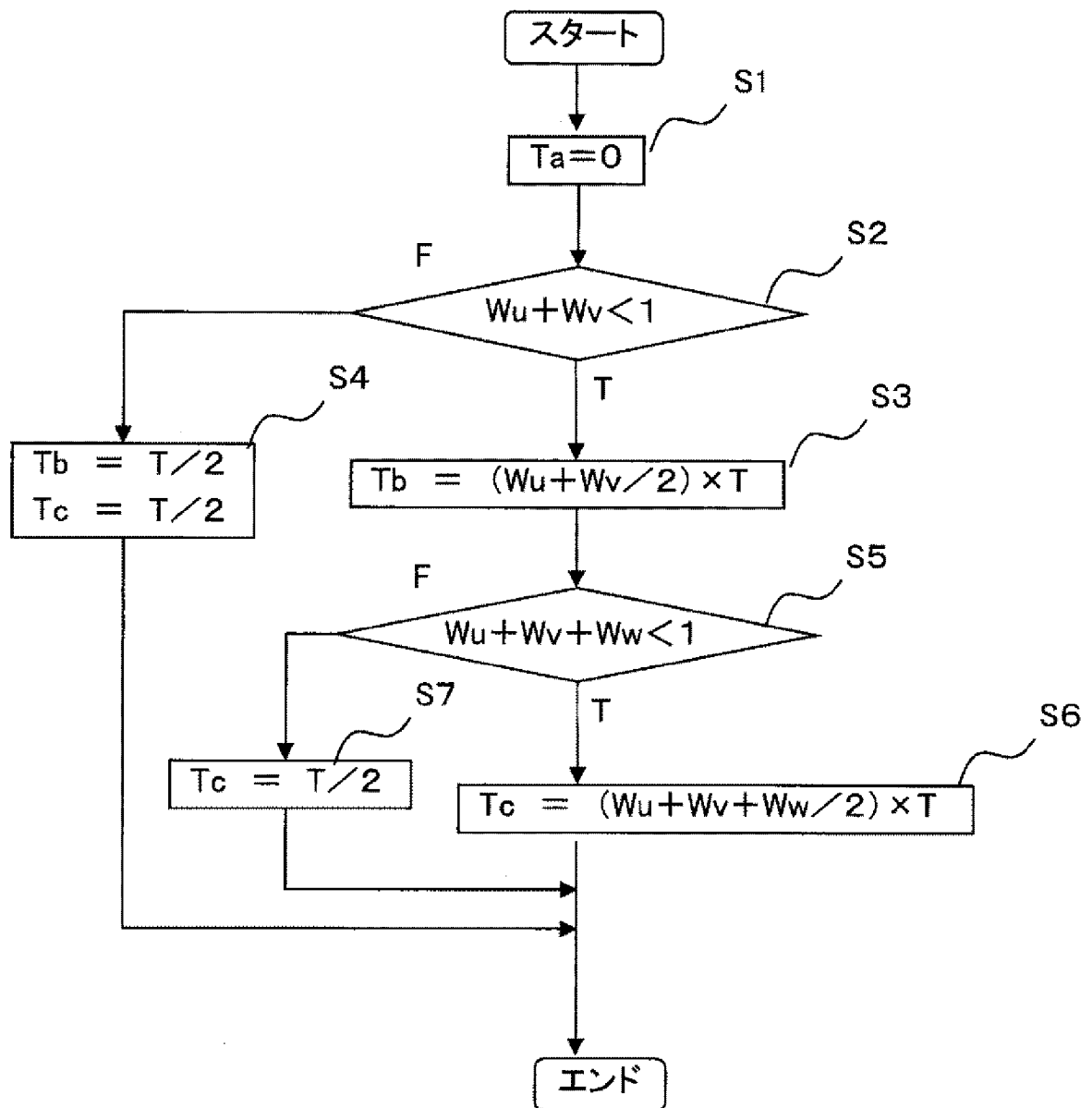
[図12]

図12



[図13]

図13



[図14]

図14

直流電流 レベル最大相	I_a	I_b	I_c
U相	$T/2$	0	0
V相	0	$T/2$	0
W相	0	0	$T/2$

[図15]

図15

直流電流 レベル最大の相	直流電流 レベル次点の相	Ta	Tb	Tc
U 相	V 相	(1-Wu) × T/2	(Wv-1) × T/2	自由
	W 相		自由	(Ww-1) × T/2
V 相	W 相	自由	(1-Wv) × T/2	(Ww-1) × T/2
	U 相	(Wu-1) × T/2		自由
W 相	U 相	(Wu-1) × T/2	自由	(1-Ww) × T/2
	V 相	自由	(Wv-1) × T/2	

[図16]

図16

直流電流 レベル最大相	Ta	Tb	Tc
U相	$(1-W_u) \times T/2$	$(W_v-1) \times T/2$	$(W_w-1) \times T/2$
V相	$(W_u-1) \times T/2$	$(1-W_v) \times T/2$	$(W_w-1) \times T/2$
W相	$(W_u-1) \times T/2$	$(W_v-1) \times T/2$	$(1-W_w) \times T/2$

[図17]

図17

直流電流 レベル最大の相	直流電流 レベル次点の相	Ta	Tb	Tc
U相	V相	$(1-W_u) \times T/2$	$(W_v-1) \times T/2$	$(1-W_w) \times T/2$
	W相		$(1-W_v) \times T/2$	$(W_w-1) \times T/2$
V相	W相	$(1-W_u) \times T/2$	$(1-W_v) \times T/2$	$(W_w-1) \times T/2$
	U相	$(W_u-1) \times T/2$		$(1-W_w) \times T/2$
W相	U相	$(W_u-1) \times T/2$	$(1-W_v) \times T/2$	$(1-W_w) \times T/2$
	V相	$(1-W_u) \times T/2$	$(W_v-1) \times T/2$	

[図18]

図18

直流電流 レベル 最大の相	直流電流 レベル 次点の相	確認 条件	Ta	Tb	Tc
U相	V相	$W_u + W_v \geq 1$	$(1 - W_u) \times T/2$	$(W_v - 1) \times T/2$	$(1 - W_u + W_v) \times T/2$
	W相	$W_u + W_w \geq 1$		$(1 - W_u + W_w) \times T/2$	$(W_w - 1) \times T/2$
V相	W相	$W_v + W_w \geq 1$	$(1 - W_v + W_w) \times T/2$	$(1 - W_v) \times T/2$	$(W_w - 1) \times T/2$
	U相	$W_v + W_u \geq 1$	$(W_u - 1) \times T/2$		$(1 - W_v + W_u) \times T/2$
W相	U相	$W_w + W_u \geq 1$	$(W_u - 1) \times T/2$	$(1 - W_w + W_u) \times T/2$	$(1 - W_w) \times T/2$
	V相	$W_w + W_v \geq 1$	$(1 - W_w + W_v) \times T/2$	$(W_v - 1) \times T/2$	

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2014/079282

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P6/08 (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

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 2010-283951 A (Mitsuba Corp.), 16 December 2010 (16.12.2010), paragraphs [0017] to [0031]; fig. 1 (Family: none)	1-3, 9 4-8
Y A	JP 2012-253963 A (Fuji Electric Co., Ltd.), 20 December 2012 (20.12.2012), paragraphs [0012] to [0019], [0021] to [0030]; fig. 1 to 3, 7 to 8 (Family: none)	1-2 3-9
Y A	JP 2011-229278 A (Nissan Motor Co., Ltd.), 10 November 2011 (10.11.2011), paragraphs [0015] to [0038], [0043] to [0048]; fig. 1 to 5, 8 to 13 (Family: none)	1-3, 9 4-8

☒ 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
30 January 2015 (30.01.15)

Date of mailing of the international search report
10 February 2015 (10.02.15)

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

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2014/079282

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2013-066255 A (Toshiba Corp.), 11 April 2013 (11.04.2013), paragraph [0002]; fig. 8 to 9 (Family: none)	3, 9
A	JP 2009-303298 A (Denso Corp.), 24 December 2009 (24.12.2009), paragraphs [0020] to [0023]; fig. 1 & US 2009/0302792 A1	1-9

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

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

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 5 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 5 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 5 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	JP 2010-283951 A（株式会社ミツバ） 2010. 12. 16, 段落【0017】－【0031】、【図1】	1-3, 9
A	（ファミリーなし）	4-8
Y	JP 2012-253963 A（富士電機株式会社） 2012. 12. 20, 段落【0012】－【0019】、【0021】－【0030】、【図	1-2
A	1】－【図3】、【図7】－【図8】 （ファミリーなし）	3-9

☒ 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

3 0 . 0 1 . 2 0 1 5

国際調査報告の発送日

1 0 . 0 2 . 2 0 1 5

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）

宮崎 基樹

3 V

3 4 2 4

電話番号 03-3581-1101 内線 3357

C (続き) . 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	JP 2011-229278 A (日産自動車株式会社) 2011. 11. 10, 段落【0015】－【0038】、【0043】－【0048】、【図 1】－【図5】、【図8】－【図13】 (ファミリーなし)	1-3, 9
A		4-8
Y	JP 2013-066255 A (株式会社東芝) 2013. 04. 11, 段落【0002】、【図8】－【図9】 (ファミリーなし)	3, 9
A	JP 2009-303298 A (株式会社デンソー) 2009. 12. 24, 段落【0020】－【0023】、【図1】 & US 2009/0302792 A1	1-9