

(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2月28日(28.02.2019)



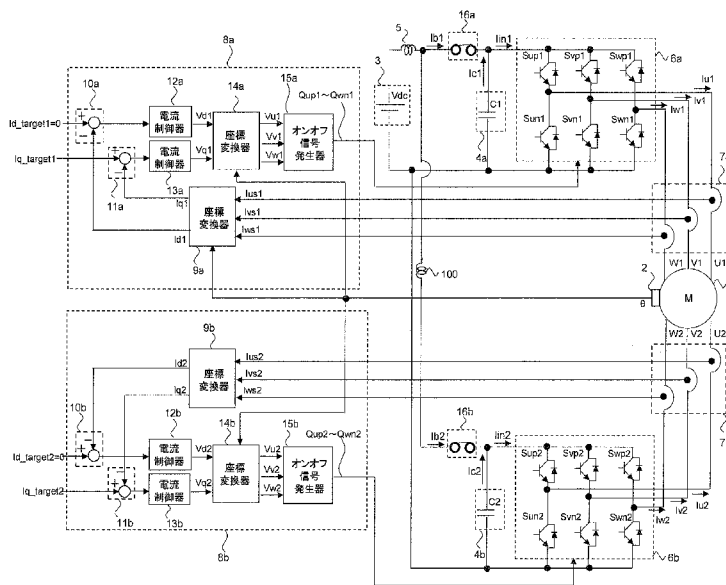
(10) 国際公開番号
WO 2019/038815 A1

- (51) 国際特許分類:
H02P 27/06 (2006.01) *H02P 25/22* (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2017/029827
- (22) 国際出願日: 2017年8月21日(21.08.2017)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (71) 出願人:三菱電機株式会社(MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者:森 辰也(MORI, Tatsuya); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 古川 晃(FURUKAWA, Akira); 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP).
- (74) 代理人:曾我 道治, 外(SOGA, Michiharu et al.); 〒1000005 東京都千代田区丸の内三丁目1番1号 国際ビルディング 8階 曾我特許事務所 Tokyo (JP).
- (81) 指定国(表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ,

(54) Title: POWER CONVERSION DEVICE AND ELECTRIC POWER STEERING DEVICE

(54) 発明の名称: 電力変換装置および電動パワーステアリング装置

[図1]



9a, 9b, 14a, 14b Coordinate converter
 12a, 13a, 12b, 13b Current controller
 15a, 15b On/off signal generator

(57) Abstract: This power conversion device comprises two inverters for converting a DC voltage output from a DC power supply to a three-phase AC voltage, each of the inverters comprising semiconductor switching elements each of which is switched on or off by means of an on/off signal. The power conversion device is configured to output the on/off signal so that, among a plurality of voltage vectors determined in accordance with a pattern of the on/off signal, a voltage vector with a second-closest phase and a voltage vector with a third-closest phase with respect to a voltage command vector



WO 2019/038815 A1

NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT,
QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL,
SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA,
UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

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

添付公開書類 :

一 国際調査報告 (条約第21条(3))

are formed, the voltage command vector being based on a voltage command value calculated with respect to each inverter.

(57) 要約 : 電力変換装置は、直流電源から出力される直流電圧を三相交流電圧に変換する2台のインバータの各インバータについて、各インバータの各半導体スイッチング素子をオンとオフに切り替えるオンオフ信号のパターンに応じて定まる複数の電圧ベクトルのうち、各インバータについて演算した電圧指令値に基づく電圧指令ベクトルに、2番目に位相が近い電圧ベクトルおよび3番目に位相が近い電圧ベクトルが形成されるようにオンオフ信号を出力するように構成されている。

明 細 書

発明の名称：電力変換装置および電動パワーステアリング装置

技術分野

[0001] 本発明は、コンデンサ電流の低減を図った構成を備えた電力変換装置、およびその電力変換装置を備えた電動パワーステアリング装置に関する。

背景技術

[0002] 従来の電力変換装置の一例として、2台のインバータを用いて2つの巻線組を有する多相回転機の各巻線組に電圧を印加するように構成されている電力変換装置が挙げられる（例えば、特許文献1参照）。

[0003] 特許文献1に記載の電力変換装置では、2台のインバータが同時に放電となるモードを回避し、コンデンサ電流を低減させるために、以下のような制御手法が採用されている。すなわち、一方のインバータに対応する電圧指令値の中心値が出力可能なデューティ範囲よりも下側になるようにシフトさせるとともに、他方のインバータに対応する電圧指令値の中心値が出力可能なデューティ範囲よりも上側になるようにシフトさせている。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1：特許第4941686号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0005] 特許文献1に記載の制御手法は、1つの共通のコンデンサから2台のインバータに放電電流を供給する構成の電力変換装置に対しては有効である。ここで、インバータに印加する電圧を一定にするためには、インバータに対して並列に設けられるコンデンサを可能な限りインバータに近接させて配置することで、コンデンサとインバータ間の配線インダクタンスおよび配線抵抗に起因するインピーダンスを小さくする必要がある。

[0006] したがって、電力変換装置においては、1つの共通のコンデンサを設ける

構成ではなく、2台のインバータのそれぞれに対してコンデンサを個別に設ける構成を採用する方が好ましい。特許文献1に記載の制御手法は、このような構成を採用した電力変換装置に対しは、コンデンサ電流を十分に低減させる手法として適していない。

[0007] 本発明は、上記のような問題を鑑みてなされたものであり、2台のインバータのそれぞれに対してコンデンサを個別に設ける構成が採用された場合であっても、コンデンサ電流の低減に寄与する電力変換装置およびその電力変換装置を備えた電動パワーステアリング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

[0008] 本発明における電力変換装置は、複数の半導体スイッチング素子を有し、各半導体スイッチング素子がオンとオフに切り替えられることで、直流電源から出力される直流電圧を三相交流電圧に変換して、三相交流電圧を出力する2台のインバータと、インバータごとに個別に対応して、直流電源とインバータとの間に並列に設けられた2つのコンデンサと、入力された制御指令値に基づいて、各インバータから出力される三相交流電圧の指令値である電圧指令値を演算し、各インバータについて演算した電圧指令値に従って、各インバータの各半導体スイッチング素子をオンとオフに切り替えるオンオフ信号を出力する制御部と、を備え、制御部は、各インバータについて、オンオフ信号のパターンに応じて定まる複数の電圧ベクトルのうち、電圧指令値に基づく電圧指令ベクトルに、2番目に位相が近い電圧ベクトルおよび3番目に位相が近い電圧ベクトルが形成されるようにオンオフ信号を出力するものである。

発明の効果

[0009] 本発明によれば、2台のインバータのそれぞれに対してコンデンサを個別に設ける構成が採用された場合であっても、コンデンサ電流の低減に寄与する電力変換装置およびその電力変換装置を備えた電動パワーステアリング装置を得ることができる。

図面の簡単な説明

[0010] [図1]本発明の実施の形態1における電力変換装置の全体構成を示す図である。

。

[図2]本発明の実施の形態1における電圧指令ベクトル V_{1*} の位相 θ_{v1} に応じて出力される電圧ベクトルを示す表である。

[図3]本発明の実施の形態1におけるオンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wn1}$ のパターンに応じて出力される電圧ベクトルを示す表である。

[図4]図3の電圧ベクトル $V_{0(1)} \sim V_{7(1)}$ を示す図である。

[図5]本発明の実施の形態1における電圧指令ベクトル V_{1*} の位相 θ_{v1} が30度以上90度未満である場合に出力される電圧ベクトルを示す図である。

。

[図6]本発明の実施の形態1における電圧指令ベクトル V_{1*} の位相 θ_{v1} に応じて出力される電圧ベクトルのデューティを示す表である。

[図7]本発明の実施の形態1における電圧指令ベクトル V_{2*} の位相 θ_{v2} に応じて出力される電圧ベクトルを示す表である。

[図8]本発明の実施の形態1におけるオンオフ信号 $Q_{up2} \sim Q_{wn2}$ のパターンに応じて出力される電圧ベクトルを示す表である。

[図9]図8の電圧ベクトル $V_{0(2)} \sim V_{7(2)}$ を示す図である。

[図10]本発明の実施の形態1における電圧指令ベクトル V_{2*} の位相 θ_{v2} が30度以上90度未満である場合に出力される電圧ベクトルを示す図である。

[図11]本発明の実施の形態1における電圧指令ベクトル V_{2*} の位相 θ_{v2} に応じて出力される電圧ベクトルのデューティを示す表である。

[図12]本発明の実施の形態1における電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} と、電流 I_{u1} 、 I_{v1} および I_{w1} の波形を示す図である。

[図13]本発明の実施の形態1における電圧指令ベクトル V_{1*} の位相 θ_{v1} が30度以上90度未満である場合のコンデンサ電流 I_{c1} の波形を示す図である。

[図14]図13の比較例を示す図である。

[図15]本発明の実施の形態2における電力変換装置の全体構成を示す図である。

[図16]本発明の実施の形態2における電流ベクトルの位相 θ_{i1} に応じて出力される電圧ベクトルを示す表である。

[図17]本発明の実施の形態2における電流ベクトルの位相 θ_{i1} が30度以上90度未満である場合に出力される電圧ベクトルを示す図である。

[図18]本発明の実施の形態2における電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} と、電流 I_{u1} 、 I_{v1} および I_{w1} の波形を示す図である。

[図19]本発明の実施の形態2における制御手法の比較例を示す図である。

[図20]本発明の実施の形態3における電流ベクトルの位相 θ_{i1} に応じて採用される電圧変調方式を示す表である。

[図21]本発明の実施の形態3における電流ベクトルの位相 θ_{i1} が30度以上90度未満である場合のコンデンサ電流 I_{c1} の波形を示す図である。

[図22]本発明の実施の形態3における電流ベクトルの位相 θ_{i2} に応じて採用される電圧変調方式を示す表である。

[図23]本発明の実施の形態4における電流ベクトルの位相 θ_{i1} に応じて採用される電圧変調方式を示す表である。

[図24]本発明の実施の形態4における電流ベクトルの位相 θ_{i1} が60度よりも若干小さい場合のコンデンサ電流 I_{c1} の波形を示す図である。

[図25]本発明の実施の形態4における電流ベクトルの位相 θ_{i1} が60度よりも若干大きい場合のコンデンサ電流 I_{c1} の波形を示す図である。

[図26]本発明の実施の形態4における電流ベクトルの位相 θ_{i1} が30度変化するたびに搬送波反転相が切り替えられる場合のモータトルクの波形を示す図である。

[図27]図26の比較例を示す図である。

[図28]本発明の実施の形態5における電流ベクトルの位相 θ_{i1} が30度以上90度未満である場合のコンデンサ電流 I_{c1} の波形を示す図である。

[図29]本発明の実施の形態6における電力変換装置の全体構成を示す図であ

る。

[図30]本発明の実施の形態6における2台のインバータの故障が検知されない場合のコンデンサ電流 I_{c1} および I_{c2} の波形を示す図である。

[図31]本発明の実施の形態6における電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} と、電流 I_{u1} 、 I_{v1} および I_{w1} の波形を示す図である。

[図32]本発明の実施の形態6における電圧指令値 V_{u2} 、 V_{v2} および V_{w2} と、電流 I_{u2} 、 I_{v2} および I_{w2} の波形を示す図である。

[図33]本発明の実施の形態7における2台のインバータの故障が検知されない場合のコンデンサ電流 I_{c1} および I_{c2} の波形を示す図である。

[図34]本発明の実施の形態8における電動パワーステアリング装置の全体構成を示す図である。

発明を実施するための形態

[0011] 以下、本発明による電力変換装置および電動パワーステアリング装置を、好適な実施の形態にしたがって図面を用いて説明する。なお、図面の説明においては、同一部分または相当部分には同一符号を付し、重複する説明を省略する。

[0012] 実施の形態1.

図1は、本発明の実施の形態1における電力変換装置の全体構成を示す図である。なお、図1では、電力変換装置の入力側に接続される直流電源3と、その出力側に接続されるモータ1も図示されている。

[0013] 図1に示すように、本実施の形態1における電力変換装置は、コンデンサ4a、コンデンサ4b、インバータ6a、インバータ6b、電流検出器7a、電流検出器7b、制御器8a、制御器8b、リレー16aおよびリレー16bを備える。

[0014] モータ1は、U1相の巻線U1、V1相の巻線V1およびW1相の巻線W1によって構成される三相巻線と、U2相の巻線U2、V2相の巻線V2およびW2相の巻線W2によって構成される三相巻線とを有する三相交流モータである。モータ1の具体例として、永久磁石同期モータ、誘導モータ、同

期リラクタンスモータ等が挙げられるが、モータ 1 として、2つの三相巻線を有するモータであれば、どのような種類のモータを用いてもよい。ここでは、モータ 1 として、非突極形の永久磁石同期モータを用いる場合を例示する。

[0015] 位置検出器 2 は、モータ 1 の回転位置 θ を検出し、検出した回転位置 θ を制御器 8 a および制御器 8 b に出力する。

[0016] 直流電源 3 は、高電位側端子および低電位側端子を有し、両端子間の電圧として、直流電圧 V_{dc} をインバータ 6 a およびインバータ 6 b に出力する。直流電源 3 は、バッテリー、DC-DC コンバータ、ダイオード整流器、PWM 整流器等といった、直流電圧を出力する全ての機器を含む。

[0017] 2つのコンデンサ 4 a および 4 b は、インバータ 6 a, 6 b ごとに個別に対応して、直流電源 3 とインバータ 6 a, 6 b との間に並列に設けられている。

[0018] コンデンサ 4 a は、静電容量が C_1 であるコンデンサである。コンデンサ 4 a は、直流電源 3 に並列に接続され、インバータ 6 a に入力される直流電圧 V_{dc} の変動を抑制して安定した直流電圧を実現する。

[0019] コンデンサ 4 b は、静電容量が C_2 であるコンデンサである。コンデンサ 4 b は、直流電源 3 に並列に接続され、インバータ 6 b に入力される直流電圧 V_{dc} の変動を抑制して安定した直流電圧を実現する。

[0020] インダクタンス 5 は、直流電源 3 の内部および途中のケーブルに含まれるインダクタンス値を表すものである。一般に、電力変換装置においては、インバータ 6 a およびインバータ 6 b のそれぞれから直流電源 3 に流出するノイズを抑制するために、ノイズフィルタとして、コモンモードチョークコイルが直流電源 3 の近傍に接続される。このようなノイズフィルタのインダクタンス値もインダクタンス 5 に含まれるものとする。

[0021] 2台のインバータ 6 a および 6 b は、複数の半導体スイッチング素子を有し、各半導体スイッチング素子がオンとオフに切り替えられることで、直流電源 3 から出力される直流電圧 V_{dc} を三相交流電圧に変換して、その三相

交流電圧を出力する。

[0022] インバータ6aは、高電位側の3つの半導体スイッチング素子 S_{up1} ～ S_{wp1} と、低電位側の3つの半導体スイッチング素子 S_{un1} ～ S_{wn1} とを有する三相インバータである。制御器8aからのオンオフ信号 Q_{up1} ～ Q_{wn1} に基づいて、半導体スイッチング素子 S_{up1} ～ S_{wp1} と、半導体スイッチング素子 S_{un1} ～ S_{wn1} が、オンとオフに切り替わる。これにより、インバータ6aは、直流電源3から入力された直流電圧 V_{dc} を交流電圧に変換する。インバータ6aは、その変換後の交流電圧を、モータ1の巻線 U_1 、巻線 V_1 および巻線 W_1 に印加することで、巻線 U_1 、巻線 V_1 および巻線 W_1 にそれぞれ、電流 I_{u1} 、電流 I_{v1} および電流 I_{w1} を通電する。

[0023] ここで、オンオフ信号 Q_{up1} 、 Q_{un1} 、 Q_{vp1} 、 Q_{vn1} 、 Q_{wp1} および Q_{wn1} は、それぞれ、半導体スイッチング素子 S_{up1} 、 S_{un1} 、 S_{vp1} 、 S_{vn1} 、 S_{wp1} および S_{wn1} を、オンとオフに切り替えるためのスイッチング信号である。以下、オンオフ信号 Q_{up1} ～ Q_{wn1} において、信号の値が1である場合には、そのオンオフ信号に対応する半導体スイッチング素子をオンにするための信号が出力され、信号の値が0である場合には、そのオンオフ信号に対応する半導体スイッチング素子をオフにするための信号が出力される。

[0024] 半導体スイッチング素子 S_{up1} ～ S_{wn1} としては、例えば、IGBT、バイポーラトランジスタ、MOSパワートランジスタ等の半導体スイッチング素子と、ダイオードを逆並列に接続したものをを用いる。

[0025] インバータ6bは、高電位側の3つの半導体スイッチング素子 S_{up2} ～ S_{wp2} と、低電位側の3つの半導体スイッチング素子 S_{un2} ～ S_{wn2} とを有する三相インバータである。制御器8bからのオンオフ信号 Q_{up2} ～ Q_{wn2} に基づいて、半導体スイッチング素子 S_{up2} ～ S_{wp2} と、半導体スイッチング素子 S_{un2} ～ S_{wn2} が、オンとオフに切り替わる。これにより、インバータ6bは、直流電源3から入力された直流電圧 V_{dc} を

交流電圧に変換する。インバータ6bは、その変換後の交流電圧を、モータ1の巻線U2、巻線V2および巻線W2に印加することで、巻線U2、巻線V2および巻線W2にそれぞれ、電流 I_{u2} 、電流 I_{v2} および電流 I_{w2} を通電する。

[0026] ここで、オンオフ信号 Q_{up2} 、 Q_{un2} 、 Q_{vp2} 、 Q_{vn2} 、 Q_{wp2} および Q_{wn2} は、それぞれ、半導体スイッチング素子 S_{up2} 、 S_{un2} 、 S_{vp2} 、 S_{vn2} 、 S_{wp2} および S_{wn2} を、オンとオフに切り替えるためのスイッチング信号である。以下、オンオフ信号 $Q_{up2} \sim Q_{wn2}$ において、信号の値が1である場合には、そのオンオフ信号に対応する半導体スイッチング素子をオンにするための信号が出力され、信号の値が0である場合には、そのオンオフ信号に対応する半導体スイッチング素子をオフにするための信号が出力される。

[0027] 半導体スイッチング素子 $S_{up2} \sim S_{wn2}$ としては、例えば、IGBT、バイポーラトランジスタ、MOSパワートランジスタ等の半導体スイッチング素子と、ダイオードを逆並列に接続したものをを用いる。

[0028] 電流検出器7aは、モータ1の巻線U1、巻線V1および巻線W1に流れる電流 I_{u1} 、電流 I_{v1} および電流 I_{w1} の値を、それぞれ、電流検出値 I_{us1} 、 I_{vs1} および I_{ws1} として検出する。

[0029] なお、電流検出器7aは、例えば、インバータ6aの半導体スイッチング素子 S_{un1} 、 S_{vn1} および S_{wn1} のそれぞれに直列に電流検出用抵抗を設けて、電流検出値 I_{us1} 、 I_{vs1} および I_{ws1} を検出する方式の電流検出器であってもよい。また、電流検出器7aは、インバータ6aとコンデンサ4aの間に電流検出用抵抗を設けて、インバータ入力電流 I_{in1} を検出し、その検出値から、電流検出値 I_{us1} 、 I_{vs1} および I_{ws1} を求める方式の電流検出器であってもよい。

[0030] 電流検出器7bは、モータ1の巻線U2、巻線V2および巻線W2に流れる電流 I_{u2} 、電流 I_{v2} および電流 I_{w2} の値を、それぞれ、電流検出値 I_{us2} 、 I_{vs2} および I_{ws2} として検出する。

- [0031] なお、電流検出器 7 b は、例えば、インバータ 6 b の半導体スイッチング素子 S_{un2} 、 S_{vn2} および S_{wn2} のそれぞれに直列に電流検出用抵抗を設けて、電流検出値 I_{us2} 、 I_{vs2} および I_{ws2} を検出する方式の電流検出器であってもよい。また、電流検出器 7 b は、インバータ 6 b とコンデンサ 4 b の間に電流検出用抵抗を設けて、インバータ入力電流 I_{in2} を検出し、その検出値から、電流検出値 I_{us2} 、 I_{vs2} および I_{ws2} を求める方式の電流検出器であってもよい。
- [0032] 2つのリレー 16 a および 16 b は、インバータ 6 a、6 b ごとに個別に対応して、直流電源 3 とコンデンサ 4 a、4 b との間に直列に設けられている。
- [0033] リレー 16 a は、直流電源 3 とコンデンサ 4 a との間に設けられ、直流電源 3 とインバータ 6 a の間を電氣的に開放する機能を有する。リレー 16 a は、例えば、電磁接触器、または IGBT、バイポーラトランジスタ、MOS パワートランジスタ等の半導体スイッチング素子を用いて構成される。
- [0034] リレー 16 a は、制御器 8 a からのオンオフ信号（図示せず）に応じて、直流電源 3 とインバータ 6 a との間を、導通または開放する。例えば、電流検出値 I_{us1} 、 I_{vs1} および I_{ws1} のいずれかが、予め設定される閾値を超えた場合、制御器 8 a は、インバータ 6 a または電流検出器 7 a の故障を検知し、リレー 16 a を開放するための信号を出力する。これにより、直流電源 3 とインバータ 6 a との間が開放される。リレー 16 a によって、インバータ 6 a または電流検出器 7 a の故障による直流電源 3 およびインバータ 6 b への影響を排除することが可能となる。
- [0035] リレー 16 b は、直流電源 3 とコンデンサ 4 b との間に設けられ、直流電源 3 とインバータ 6 b の間を電氣的に開放する機能を有する。リレー 16 b は、例えば、電磁接触器、または IGBT、バイポーラトランジスタ、MOS パワートランジスタ等の半導体スイッチング素子を用いて構成される。
- [0036] リレー 16 b は、制御器 8 b からのオンオフ（図示せず）信号に応じて、直流電源 3 とインバータ 6 b との間を、導通または開放する。例えば、電流

検出値 I_{us2} 、 I_{vs2} および I_{ws2} のいずれかが、予め設定される閾値を超えた場合、制御器 8 b は、インバータ 6 b または電流検出器 7 b の故障を検知し、リレー 16 b を開放するための信号を出力する。これにより、直流電源 3 とインバータ 6 b との間が開放される。リレー 16 b によって、インバータ 6 b または電流検出器 7 b の故障による直流電源 3 およびインバータ 6 b への影響を排除することが可能となる。

[0037] このように、制御器 8 a および制御器 8 b によって構成される制御部は、2 台のインバータ 6 a および 6 b のいずれかの故障を検知した場合には、故障側のインバータに対応するリレーを開放する。

[0038] 制御器 8 a には、モータ 1 の制御指令値として設定される電流指令値 $I_{d_target1}$ および $I_{q_target1}$ が入力される。なお、ここでは、電流指令値 $I_{d_target1} = 0$ に設定される場合を例示する。制御器 8 a は、入力された電流指令値 $I_{d_target1}$ および $I_{q_target1}$ と、位置検出器 2 から入力された回転位置 θ と、電流検出器 7 a から入力された電流検出値 I_{us1} 、 I_{vs1} および I_{ws1} とに基づいて、オンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wn1}$ を出力する。

[0039] なお、ここでは、モータ 1 の制御指令値として、モータ 1 に通電する電流の指令値が設定される場合を例示したが、これに限定されない。例えば、モータ 1 を V/F 制御する場合、制御指令値は、モータ 1 の速度指令値となる。モータ 1 の回転位置を制御する場合、制御指令値は、モータ 1 の位置指令値となる。また、制御器 8 a は、電流検出器 7 a から入力された電流検出値 I_{us1} 、 I_{vs1} および I_{ws1} に基づいて、オンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wn1}$ を決定する場合を例示したが、これに限定されない。例えば、制御器 8 a は、電流指令値 $I_{d_target1}$ および $I_{q_target1}$ からフィードフォワード的にオンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wn1}$ を決定してもよい。

[0040] 次に、制御器 8 a を構成する各要素について説明する。制御器 8 a は、座標変換器 9 a、減算器 10 a、減算器 11 a、電流制御器 12 a、電流制御

器13a、座標変換器14aおよびオンオフ信号発生器15aを有する。なお、制御器8aは、例えば、演算処理を実行するマイクロコンピュータと、プログラムデータ、固定値データ等のデータを記憶するROM (Read Only Memory) と、格納されているデータを更新して順次書き換えられるRAM (Random Access Memory) とによって実現される。

- [0041] 座標変換器9aは、電流検出器7aから入力された電流検出値 I_{us1} 、 I_{vs1} および I_{ws1} と、位置検出器2から入力された回転位置 θ とに基づいて、回転二軸上の電流 I_{d1} および I_{q1} を演算し、その電流 I_{d1} を減算器10aに出力し、その電流 I_{q1} を減算器11aに出力する。
- [0042] 減算器10aは、電流指令値 $I_{d_target1}$ から、回転二軸上の電流 I_{d1} を減算し、その結果を電流制御器12aに出力する。
- [0043] 減算器11aは、電流指令値 $I_{q_target1}$ から、回転二軸上の電流 I_{q1} を減算し、その結果を電流制御器13aに出力する。
- [0044] 電流制御器12aは、減算器10aの出力値が零となるように、その値に比例および積分制御を行うことによって、回転二軸上の電圧 V_{d1} を演算し、その電圧 V_{d1} を座標変換器14aに出力する。
- [0045] 電流制御器13aは、減算器11aの出力値が零となるように、その値に比例および積分制御を行うことによって、回転二軸上の電圧 V_{q1} を演算し、その電圧 V_{q1} を座標変換器14aに出力する。
- [0046] 座標変換器14aは、回転二軸上の電圧 V_{d1} および V_{q1} と、位置検出器2から入力された回転位置 θ とに基づいて、電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} を演算し、その結果をオンオフ信号発生器15aに出力する。
- [0047] オンオフ信号発生器15aは、電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} に基づいて、オンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wn1}$ を出力する。
- [0048] 次に、オンオフ信号発生器15aの動作について詳細に述べる。図2は、本発明の実施の形態1における電圧指令ベクトル V_1^* の位相 θ_{v1} に応じて出力される電圧ベクトルを示す表である。

[0049] 図2に示すように、オンオフ信号発生器15aは、電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} に基づく電圧指令ベクトル V_{1*} の位相 θ_{v1} に応じて、2種類の電圧ベクトルを選択して出力する。例えば、位相 θ_{v1} が30度以上90度未満である場合、 $V_{1(1)}$ および $V_{3(1)}$ の2種類の電圧ベクトルが選択される。位相 θ_{v1} が90度以上150度未満である場合、 $V_{2(1)}$ および $V_{4(1)}$ の2種類の電圧ベクトルが選択される。以下、同様に、オンオフ信号発生器15aは、図2に示すとおり、位相 θ_{v1} に応じて、2種類の電圧ベクトルを選択する。

[0050] ここで、電圧ベクトルについて説明する。図3は、本発明の実施の形態1におけるオンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wn1}$ のパターンに応じて出力される電圧ベクトルを示す表である。図4は、図3の電圧ベクトル $V_{0(1)} \sim V_{7(1)}$ を示す図である。

[0051] 電圧ベクトルとは、図3に示すように、オンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wn1}$ のパターンに応じて定まる電圧ベクトルである。図3の電圧ベクトル $V_{0(1)} \sim V_{7(1)}$ を図示すると、図4のようになる。図4に示すように、電圧ベクトル $V_{1(1)} \sim V_{6(1)}$ は、位相差60度ごとに大きさを持つ有効電圧ベクトルであり、電圧ベクトル $V_{0(1)}$ および $V_{7(1)}$ は、大きさを持たない零電圧ベクトルである。

[0052] 引き続き、オンオフ信号発生器15aの動作について述べる。図5は、本発明の実施の形態1における電圧指令ベクトル V_{1*} の位相 θ_{v1} が30度以上90度未満である場合に出力される電圧ベクトルを示す図である。なお、図5では位相 $\theta_{v1} \doteq 62$ 度である。

[0053] 位相 θ_{v1} が30度以上90度未満である場合、図5に示すように、電圧指令ベクトル V_{1*} に最も位相が近い電圧ベクトルは、電圧ベクトル $V_{2(1)}$ である。この場合に出力される電圧ベクトルは、電圧指令ベクトル V_{1*} に、2番目に位相が近い電圧ベクトル $V_{3(1)}$ および3番目に位相が近い電圧ベクトル $V_{1(1)}$ となる。

[0054] これらの電圧ベクトル $V_{1(1)}$ および $V_{3(1)}$ が出力される出力時間

は、電圧ベクトル $V_1(1)$ および $V_3(1)$ が作る合成ベクトルが電圧指令ベクトル V_1^* に一致するように調節される。ここで、電圧指令ベクトル V_1^* は、電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} を用いて、以下の式(1-1)に従って計算される。

$$V_1^* = 0.8165 \times (V_{u1} + a \times V_{v1} + a^2 \times V_{w1}) \dots (1-1)$$

ただし、 $a = \exp(j \times 120)$ 、 $j^2 = -1$ である。

[0055] このように、オンオフ信号発生器15aは、式(1-1)に従って、電圧指令ベクトル V_1^* を演算する。オンオフ信号発生器15aは、電圧ベクトル $V_1(1)$ および $V_3(1)$ の大きさを調節することで、これらの電圧ベクトルの合成ベクトルが電圧指令ベクトル V_1^* に一致するようにする。

[0056] 具体例として、電圧指令ベクトル V_1^* の位相 θ_{v1} に応じて出力される電圧ベクトルごとのデューティ値を図6に示す。図6は、本発明の実施の形態1における電圧指令ベクトル V_1^* の位相 θ_{v1} に応じて出力される電圧ベクトルのデューティを示す表である。

[0057] 図6において、 $V_{\alpha}(1)$ および $V_{\beta}(1)$ は、電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} を静止二軸上で表現した電圧である。ただし、 α 軸と U_1 相軸を一致させ、 β 軸は、 α 軸に対して90度進んだ位相とする。 $D_1(1)$ 、 $D_2(1)$ 、 $D_3(1)$ 、 $D_4(1)$ 、 $D_5(1)$ および $D_6(1)$ は、それぞれ、電圧ベクトル $V_1(1)$ 、 $V_2(1)$ 、 $V_3(1)$ 、 $V_4(1)$ 、 $V_5(1)$ および $V_6(1)$ に対する出力デューティである。

[0058] 例えば、制御周期を T_s として、電圧指令ベクトル V_1^* の位相 θ_{v1} が、30度以上90度未満である場合、各電圧ベクトルの出力時間について、電圧ベクトル $V_1(1)$ を $D_1(1) \times T_s$ とし、電圧ベクトル $V_3(1)$ を $D_3(1) \times T_s$ とし、零電圧ベクトル、すなわち電圧ベクトル $V_0(1)$ または $V_7(1)$ を、 $(1 - D_1(1) - D_3(1)) \times T_s$ とすればよい。位相 θ_{v1} が他の条件である場合も同様である。

[0059] 図1の説明に戻り、制御器8bには、モータ1の制御指令値として設定さ

れる電流指令値 $I_{d_target2}$ および $I_{q_target2}$ が入力される。なお、ここでは、電流指令値 $I_{d_target2} = 0$ に設定される場合を例示する。制御器 8 b は、入力された電流指令値 $I_{d_target2}$ および $I_{q_target2}$ と、位置検出器 2 から入力された回転位置 θ と、電流検出器 7 b から入力された電流検出値 I_{us2} 、 I_{vs2} および I_{ws2} とに基づいて、オンオフ信号 $Q_{up2} \sim Q_{wn2}$ を出力する。

[0060] なお、ここでは、モータ 1 の制御指令値として、モータ 1 に通電する電流の指令値が設定される場合を例示したが、これに限定されない。例えば、モータ 1 を V/F 制御する場合、制御指令値は、モータ 1 の速度指令値となる。モータ 1 の回転位置を制御する場合、制御指令値は、モータ 1 の位置指令値となる。また、制御器 8 b は、電流検出器 7 b から入力された電流検出値 I_{us2} 、 I_{vs2} および I_{ws2} に基づいて、オンオフ信号 $Q_{up2} \sim Q_{wn2}$ を決定する場合を例示したが、これに限定されない。例えば、制御器 8 b は、電流指令値 $I_{d_target2}$ および $I_{q_target2}$ からフィードフォワード的にオンオフ信号 $Q_{up2} \sim Q_{wn2}$ を決定してもよい。

[0061] 次に、制御器 8 b を構成する各要素について説明する。制御器 8 b は、座標変換器 9 b、減算器 10 b、減算器 11 b、電流制御器 12 b、電流制御器 13 b、座標変換器 14 b およびオンオフ信号発生器 15 b を有する。なお、制御器 8 b は、例えば、演算処理を実行するマイクロコンピュータと、プログラムデータ、固定値データ等のデータを記憶する ROM (Read Only Memory) と、格納されているデータを更新して順次書き換えられる RAM (Random Access Memory) とによって実現される。

[0062] 座標変換器 9 b は、電流検出器 7 b から入力された電流検出値 I_{us2} 、 I_{vs2} および I_{ws2} と、位置検出器 2 から入力された回転位置 θ とに基づいて、回転二軸上の電流 I_{d2} および I_{q2} を演算し、その電流 I_{d2} を減算器 10 b に出力し、その電流 I_{q2} を減算器 11 b に出力する。

- [0063] 減算器10bは、電流指令値 $I_{d_target2}$ から、回転二軸上の電流 I_{d2} を減算し、その結果を電流制御器12bに出力する。
- [0064] 減算器11bは、電流指令値 $I_{q_target2}$ から、回転二軸上の電流 I_{q2} を減算し、その結果を電流制御器13bに出力する。
- [0065] 電流制御器12bは、減算器10bの出力値が零となるように、その値に比例および積分制御を行うことによって、回転二軸上の電圧 V_{d2} を演算し、その電圧 V_{d2} を座標変換器14bに出力する。
- [0066] 電流制御器13bは、減算器11bの出力値が零となるように、その値に比例および積分制御を行うことによって、回転二軸上の電圧 V_{q2} を演算し、その電圧 V_{q2} を座標変換器14aに出力する。
- [0067] 座標変換器14bは、回転二軸上の電圧 V_{d2} および V_{q2} と、位置検出器2から入力された回転位置 θ とに基づいて、電圧指令値 V_{u2} 、 V_{v2} および V_{w2} を演算し、その結果をオンオフ信号発生器15bに出力する。
- [0068] オンオフ信号発生器15bは、電圧指令値 V_{u2} 、 V_{v2} および V_{w2} に基づいて、オンオフ信号 $Q_{up2} \sim Q_{wn2}$ を出力する。
- [0069] 次に、オンオフ信号発生器15bの動作について詳細に述べる。図7は、本発明の実施の形態1における電圧指令ベクトル V_{2*} の位相 θ_{v2} に応じて出力される電圧ベクトルを示す表である。
- [0070] 図7に示すように、オンオフ信号発生器15bは、電圧指令値 V_{u2} 、 V_{v2} および V_{w2} に基づく電圧指令ベクトル V_{2*} の位相 θ_{v2} に応じて、2種類の電圧ベクトルを選択して出力する。例えば、位相 θ_{v2} が30度以上90度未満である場合、 $V_{1(2)}$ および $V_{3(2)}$ の2種類の電圧ベクトルが選択される。位相 θ_{v2} が90度以上150度未満である場合、 $V_{2(2)}$ および $V_{4(2)}$ の2種類の電圧ベクトルが選択される。以下、同様に、オンオフ信号発生器15bは、図7に示すとおり、位相 θ_{v2} に応じて、2種類の電圧ベクトルを選択する。
- [0071] ここで、電圧ベクトルについて説明する。図8は、本発明の実施の形態1におけるオンオフ信号 $Q_{up2} \sim Q_{wn2}$ のパターンに応じて出力される電

圧ベクトルを示す表である。図9は、図8の電圧ベクトル $V_0(2) \sim V_7(2)$ を示す図である。

[0072] 電圧ベクトルとは、図8に示すように、オンオフ信号 $Q_{up2} \sim Q_{wn2}$ のパターンに応じて定まる電圧ベクトルである。図8の電圧ベクトル $V_0(2) \sim V_7(2)$ を図示すると、図9のようになる。図9に示すように、電圧ベクトル $V_1(2) \sim V_6(2)$ は、位相差60度ごとに大きさを持つ有効電圧ベクトルであり、電圧ベクトル $V_0(2)$ および $V_7(2)$ は、大きさを持たない零電圧ベクトルである。

[0073] 引き続き、オンオフ信号発生器15bの動作について述べる。図10は、本発明の実施の形態1における電圧指令ベクトル V_2^* の位相 θ_{v2} が30度以上90度未満である場合に出力される電圧ベクトルを示す図である。なお、図10では、位相 $\theta_{v2} \doteq 62$ 度である。

[0074] 位相 θ_{v2} が30度以上90度未満である場合、図10に示すように、電圧指令ベクトル V_2^* に最も位相が近い電圧ベクトルは、電圧ベクトル $V_2(2)$ である。この場合に出力される電圧ベクトルは、電圧指令ベクトル V_2^* に、2番目に位相が近い電圧ベクトル $V_3(2)$ および3番目に位相が近い電圧ベクトル $V_1(2)$ となる。

[0075] これらの電圧ベクトル $V_1(2)$ および $V_3(2)$ が出力される出力時間は、電圧ベクトル $V_1(2)$ および $V_3(2)$ が作る合成ベクトルが電圧指令ベクトル V_2^* に一致するように調節される。ここで、電圧指令ベクトル V_2^* は、電圧指令値 V_{u2} 、 V_{v2} および V_{w2} を用いて、以下の式(1-2)に従って計算される。

$$V_2^* = 0.8166 \times (V_{u2} + a \times V_{v2} + a^2 \times V_{w2}) \dots (1-2)$$

ただし、 $a = \exp(j \times 120)$ 、 $j^2 = -1$ である。

[0076] このように、オンオフ信号発生器15bは、式(1-2)に従って、電圧指令ベクトル V_2^* を演算する。オンオフ信号発生器15bは、電圧ベクトル $V_1(2)$ および $V_3(2)$ の大きさを調節することで、これらの電圧ベ

クトルの合成ベクトルが電圧指令ベクトル V_2^* に一致するようにする。

[0077] 具体例として、電圧指令ベクトル V_2^* の位相 θ_v に応じて出力される電圧ベクトルごとのデューティ値を図11に示す。図11は、本発明の実施の形態1における電圧指令ベクトル V_2^* の位相 θ_v に応じて出力される電圧ベクトルのデューティを示す表である。

[0078] 図11において、 $V_\alpha(2)$ および $V_\beta(2)$ は、電圧指令値 V_{u2} 、 V_{v2} および V_{w2} を静止二軸上で表現した電圧である。ただし、 α 軸と U_2 相軸を一致させ、 β 軸は、 α 軸に対して90度進んだ位相とする。 $D_1(2)$ 、 $D_2(2)$ 、 $D_3(2)$ 、 $D_4(2)$ 、 $D_5(2)$ および $D_6(2)$ は、それぞれ、電圧ベクトル $V_1(2)$ 、 $V_2(2)$ 、 $V_3(2)$ 、 $V_4(2)$ 、 $V_5(2)$ および $V_6(2)$ に対する出力デューティである。

[0079] 例えば、制御周期を T_s として、電圧指令ベクトル V_2^* の位相 θ_v が、30度以上90度未満である場合、各電圧ベクトルの出力時間について、電圧ベクトル $V_1(2)$ を $D_1(2) \times T_s$ とし、電圧ベクトル $V_3(2)$ を $D_3(2) \times T_s$ とし、零電圧ベクトル、すなわち電圧ベクトル $V_0(2)$ または $V_7(2)$ を、 $(1 - D_1(2) - D_3(2)) \times T_s$ とすればよい。位相 θ_v が他の条件である場合も同様である。

[0080] 以上のように、制御器8aおよび制御器8bによって構成される制御部は、入力された制御指令値に基づいて、各インバータ6a、6bから出力される三相交流電圧の指令値である電圧指令値 $V_{u1} \sim V_{w1}$ 、 $V_{u2} \sim V_{w2}$ を演算する。制御部は、各インバータ6a、6bについて演算した電圧指令値 $V_{u1} \sim V_{w1}$ 、 $V_{u2} \sim V_{w2}$ に従って、各インバータ6a、6bの各半導体スイッチング素子 $S_{up1} \sim S_{wn1}$ 、 $S_{up2} \sim S_{wn2}$ をオンとオフに切り替えるオンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wn1}$ 、 $Q_{up2} \sim Q_{wn2}$ を出力する。

[0081] また、制御部は、各インバータ6a、6bについて、オンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wn1}$ 、 $Q_{up2} \sim Q_{wn2}$ のパターンに応じて定まる複数の電圧ベクトル $V_0(1) \sim V_7(1)$ 、 $V_0(2) \sim V_7(2)$ のうち、電圧指令

値 $V_{u1} \sim V_{w1}$, $V_{u2} \sim V_{w2}$ に基づく電圧指令ベクトル V_{1*} , V_{2*} に、2番目に位相が近い電圧ベクトルおよび3番目に位相が近い電圧ベクトルが形成されるようにオンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wn1}$, $Q_{up2} \sim Q_{wn2}$ を出力する。

[0082] 次に、電圧指令ベクトル V_{1*} に、2番目に位相が近い電圧ベクトルおよび3番目に位相が近い電圧ベクトルが選択されて出力されることで実現される効果について説明する。

[0083] まず、各電圧ベクトルと、インバータ6aへのインバータ入力電流 I_{in1} の関係について述べる。先の図3では、インバータ入力電流 I_{in1} は、7列目に示す電圧ベクトルに対応して、8列目に示されている。図3に示すように、零電圧ベクトル $V_0(1)$ および $V_7(1)$ がそれぞれ出力される場合には、インバータ入力電流 I_{in1} が0となる。また、有効電圧ベクトル $V_1(1) \sim V_6(1)$ がそれぞれ出力される場合には、電流 I_{u1} , I_{v1} および I_{w1} のうちの1つの電流値に等しいか、あるいは、その電流の符号が反転した値となる。

[0084] 図12は、本発明の実施の形態1における電圧指令値 V_{u1} , V_{v1} および V_{w1} と、電流 I_{u1} , I_{v1} および I_{w1} の波形を示す図である。なお、図12では、電流 I_{u1} , I_{v1} および I_{w1} の振幅が100Aであり、電圧指令値 V_{u1} , V_{v1} および V_{w1} の振幅が1Vである場合の波形を示している。

[0085] 図5に示すように、電圧指令ベクトル V_{1*} の位相 $\theta_{v1} \doteq 62$ 度である場合、電流 I_{u1} , I_{v1} および I_{w1} について、図12の下段の破線枠に示すように、 $I_{u1} \doteq 50$ A、 $I_{v1} \doteq 50$ A、 $I_{w1} \doteq -100$ Aとなる。

[0086] ここで、電圧指令ベクトル V_{1*} の位相 $\theta_{v1} \doteq 62$ 度である場合、図2に示すように、電圧ベクトル $V_1(1)$ および $V_3(1)$ が出力される。図13は、本発明の実施の形態1における電圧指令ベクトル V_{1*} の位相 θ_{v1} が30度以上90度未満である場合のコンデンサ電流 I_{c1} の波形を示す

図である。なお、図13では、インバータ入力電流 I_{in1} および直流電流 I_{b1} の波形も図示されている。

[0087] 図13に示すように、制御器8aは、制御周期 T_c において、零電圧ベクトル $V_0(1)$ を含めて、例えば、 $V_1(1)$ 、 $V_0(1)$ 、 $V_3(1)$ 、 $V_0(1)$ および $V_1(1)$ の順に切り替えて電圧ベクトルを出力する。この場合、インバータ入力電流 I_{in1} は、電圧ベクトルの変化に応じて、 I_{u1} 、0、 I_{v1} 、0および I_{u1} の順に変化する。

[0088] ここで、インバータ入力電流 I_{in1} は、図1に示すように、インバータ6aに入力される電流であり、直流電流 I_{b1} とコンデンサ電流 I_{c1} との合成電流となる。図1に示すように、インバータ6aから見ると、直流電源3を通る経路とコンデンサ4aを通る経路が並列となっている。

[0089] 直流電源3側にはインダクタンス5が存在するため、直流電源3側のインピーダンスは、 ω を角周波数、 L をインダクタンス値として、 ωL で表される。そのインピーダンス値は、 ω に比例することから、低い周波数成分に対しては低インピーダンスとなり、高い周波数成分に対しては高インピーダンスとなる。

[0090] コンデンサ4a側のインピーダンスは、 ω を角周波数、 C_1 をキャパシタンス値として、 $1/\omega C_1$ で表される。そのインピーダンス値は、 ω に反比例することから、高い周波数成分に対しては低インピーダンスとなり、低い周波数成分に対しては高インピーダンスとなる。

[0091] 以上のことから、インバータ入力電流 I_{in1} のうち、低周波成分は直流電流 I_{b1} に対応し、高周波成分はコンデンサ電流 I_{c1} に対応する。したがって、図13に示すように、インバータ入力電流 I_{in1} の平均値 I_{ave1} は、直流電流 I_{b1} に対応し、平均値 I_{ave1} を除くインバータ入力電流 I_{in1} の変動成分は、コンデンサ電流 I_{c1} に対応する。そのため、図13に示すように、コンデンサ電流 I_{c1} の変動の最大値 I_{c_max} 、 I_{c_min} は、50Aとなる。

[0092] 次に、比較例として、一般的な三角波比較方式のPWM制御が行われた場

合のコンデンサ電流 I_{c1} の変化について説明する。図 14 は、図 13 の比較例を示す図である。なお、図 14 では、インバータ入力電流 I_{in1} と、直流電流 I_{b1} と、電圧指令値 $V_{u1} \sim V_{w1}$ と、オンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wp1}$ の波形も図示されている。なお、オンオフ信号 $Q_{un1} \sim Q_{wn1}$ の波形は、オンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wp1}$ の波形を反転したものであるため、図示を省略している。

[0093] 図 14 に示すように、電圧指令値 $V_{u1} \sim V_{w1}$ と、搬送波に相当するキャリア三角波とが比較されることで、オンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wp1}$ のパターンが生成される。具体的には、搬送波の値よりも電圧指令値 $V_{u1} \sim V_{w1}$ の方が大きい場合には、オンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wp1}$ の値が 1 となり、そうでない場合には、オンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wp1}$ の値が 0 となる。

[0094] このような PWM 制御が行われると、制御周期 T_c において、電圧ベクトルは、 $V_0(1)$ 、 $V_2(1)$ 、 $V_7(1)$ 、 $V_2(1)$ および $V_0(1)$ の順に出力される。つまり、このような PWM 制御では、電圧指令ベクトル V_1^* に最も位相に近い電圧ベクトル $V_2(1)$ が出力される。この場合、インバータ入力電流 I_{in1} は、電圧ベクトルの変化に応じて、0、 $-I_{w1}$ 、0、 $-I_w$ および 0 の順に変化する。したがって、図 14 に示すように、コンデンサ電流 I_{c1} の変動の最大値 $I_{c_max_min}$ は、100A となる。

[0095] 以上から分かるように、一般的な三角波比較方式の PWM 制御に比べて、本実施の形態 1 におけるスイッチング制御の方が、コンデンサ電流をより低減できる。

[0096] なお、上記においては、インバータ 6a に対応する制御器 8a について述べたが、インバータ 6b に対応する制御器 8b についても同様のことがいえる。したがって、コンデンサ 4a のコンデンサ電流 I_{c1} と同様に、コンデンサ 4b のコンデンサ電流 I_{c2} を低減することが可能となる。

[0097] 次に、特許文献 1 に記載の制御手法と、本実施の形態 1 における制御手法

を比較する。特許文献1に記載の制御手法では、インバータ6aとインバータ6bとで、電圧指令値の中心値、すなわち平均値を異ならせることで、2台のインバータの放電タイミングを異ならせている。

[0098] これにより、例えば、インバータ6aの電圧ベクトルが $V_1(1) \sim V_6(1)$ であり、インバータ6bの電圧ベクトルが零電圧ベクトル、すなわち $V_0(2)$ または $V_7(2)$ である場合、以下の効果が得られる。すなわち、インバータ入力電流 I_{in1} は、直流電源3、コンデンサ4aおよびコンデンサ4bの3つから出力される電流と等価となり、その結果、1つあたりのコンデンサの放電電流が低減する効果が得られる。なお、電圧ベクトルが零電圧ベクトルである場合、インバータ入力電流 I_{in1} および I_{in2} について、 $I_{in1} \neq 0$ 、かつ $I_{in2} = 0$ が成り立つ。

[0099] 先の図5を用いて述べると、特許文献1に記載の制御手法によって、 $I_{in1} = -I_w1$ となる場合、すなわち、電圧ベクトル $V_2(1)$ が出力される場合、インバータ入力電流 I_{in1} は、直流電流 I_b の他にコンデンサ電流 I_{c1} および I_{c2} に起因して、 $-I_w1$ となる。したがって、直流電流 I_b およびコンデンサ電流 I_{c1} に起因してインバータ入力電流 I_{in} が $-I_w1$ となる場合と比べて、コンデンサ電流 I_{c1} の振幅を減らすことが可能となる。

[0100] しかしながら、実際の実装においては、図1に示すように、コンデンサ4aとコンデンサ4bの間の経路の寄生インダクタンス100が存在し、さらに、リレー16aおよびリレー16bのインピーダンスが存在する。したがって、インバータ入力電流 I_{in1} は、コンデンサ4aおよびコンデンサ4bの2つから均等に供給されることはない。

[0101] コンデンサ4bからインバータ6aに放電されるコンデンサ電流 I_{c2} は、寄生インダクタンス100と、リレー16aおよびリレー16bのインピーダンスによって制限される。その結果、コンデンサ電流 I_{c2} よりも、コンデンサ4aから放電されるコンデンサ電流 I_{c1} の方が大きくなる。

[0102] さらに、インバータ6bの故障によって、制御器8bがリレー16bを開

放した場合、コンデンサ4 bからインバータ6 aへの電流の経路が遮断される。したがって、インバータ入力電流 I_{in1} は、直流電流 I_b の他にコンデンサ4 aから放電されるコンデンサ電流 I_{c1} に起因する。この場合、コンデンサ電流 I_{c1} を低減させる効果が全く得られない。

[0103] これに対して、本実施の形態1における制御手法は、以下のとおりである。すなわち、上述したとおり、インバータ6 aを制御するための電圧指令ベクトル V_{1*} に対して、2番目に位相が近い電圧ベクトルおよび3番目に位相が近い電圧ベクトルが出力されることで、インバータ入力電流 I_{in1} が低減される。同様に、インバータ6 bを制御するための電圧指令ベクトル V_{2*} に対して、2番目に位相が近い電圧ベクトルおよび3番目に位相が近い電圧ベクトルが出力されることで、インバータ入力電流 I_{in2} が低減される。

[0104] したがって、本実施の形態1における制御手法は、コンデンサ4 aとコンデンサ4 bの間の経路の寄生インダクタンス100と、リレー16 aおよびリレー16 bのインピーダンスの影響を受けることなく、コンデンサ電流 I_{c1} および I_{c2} を低減することが可能である。そのため、本実施の形態1における制御手法は、特許文献1に記載の制御手法と比べて、コンデンサ電流の低減効果が高い。

[0105] さらに、例えばインバータ6 bの故障によってリレー16 bが開放された場合であっても、本実施の形態1における制御手法では、インバータ入力電流 I_{in1} 自体を小さくするので、コンデンサ電流 I_{c1} が増大することがない。したがって、2台のインバータのうち、一方が故障し、他方のみでモータ1の運転を継続する場合であっても、本実施の形態1における制御手法によって、コンデンサ電流の低減効果を継続することが可能であるといった顕著な効果が得られる。

[0106] 以上、本実施の形態1の電力変換装置によれば、各インバータについて、オンオフ信号のパターンに応じて定まる複数の電圧ベクトルのうち、電圧指令ベクトルに、2番目に位相が近い電圧ベクトルおよび3番目に位相が近い

電圧ベクトルが形成されるようにオンオフ信号を出力するように構成されている。

[0107] これにより、2台のインバータのそれぞれに対してコンデンサを個別に設ける構成が採用された場合であっても、コンデンサから放電されるコンデンサ電流を低減することが可能となり、その結果、コンデンサの小型化に寄与することができる。

[0108] 実施の形態2.

本発明の実施の形態2では、先の実施の形態1と構成が異なる制御器8aおよび制御器8bを備えた電力変換装置について説明する。なお、本実施の形態2では、先の実施の形態1と同様である点の説明を省略し、先の実施の形態1と異なる点を中心に説明する。

[0109] 図15は、本発明の実施の形態2における電力変換装置の全体構成を示す図である。ここで、先の実施の形態1の構成との相違点として、本実施の形態2では、電力変換装置は、以下のように構成されている。

[0110] すなわち、制御器8aおよび制御器8bは、それぞれ、電流ベクトル位相演算器17aおよび電流ベクトル位相演算器17bをさらに有し、オンオフ信号発生器15aおよびオンオフ信号発生器15bの動作が異なる。以下、本実施の形態2における制御器8aと制御器8bについては同様のことがいえるので、制御器8aの構成を代表して説明する。

[0111] 電流ベクトル位相演算器17aは、以下の式(2-1)に従って、位置検出器2から入力された回転位置 θ に基づいて、電流ベクトルの位相 θ_{i1} を演算する。ただし、位相 θ_{i1} の基準軸は、U1相とする(図5参照)。

$$\theta_{i1} = \theta + 90 \text{ [deg]} \cdots (2-1)$$

[0112] 式(2-1)は、モータ1として非突極形の永久磁石同期モータを用いる場合に成り立つ式である。モータ1として、突極形の永久磁石同期モータまたは誘導モータを用いる場合、電流ベクトル位相演算器17aは、以下の式(2-2)に従って、位相 θ_{i1} を演算すればよい。

$$\theta_{i1} = \theta + \text{atan}(|q1|/|d1|) \text{ [deg]} \cdots (2-2)$$

[0113] さらに、電流ベクトル位相演算器17aは、モータ1の回転位置 θ を用いずに、電流検出値 I_{us1} 、 I_{vs1} および I_{ws1} を用いて、以下の式(2-3)に従って、位相 θ_{i1} を演算してもよい。

$$\theta_{i1} = \text{atan} \left\{ \frac{(0.866 \times I_{vs1} - 0.866 \times I_{ws1})}{(I_{us1} - 0.5 \times I_{vs1} - 0.5 \times I_{ws1})} \right\} [\text{deg}] \dots (2-3)$$

[0114] また、電流ベクトル位相演算器17aは、電流指令値 $I_{d_target1}$ および $I_{q_target1}$ を座標変換することで得られる三相電流指令値を、電流検出値 I_{us1} 、 I_{vs1} および I_{ws1} の代わりに用いて、式(2-3)に従って、位相 θ_{i1} を演算してもよい。

[0115] 電流ベクトル位相演算器17bは、以下の式(2-4)に従って、位置検出器2から入力された回転位置 θ に基づいて、電流ベクトルの位相 θ_{i2} を演算する。ただし、位相 θ_{i2} の基準軸は、U2相とする(図10参照)。

$$\theta_{i2} = \theta + 90 [\text{deg}] \dots (2-4)$$

[0116] 式(2-4)は、モータ1として非突極形の永久磁石同期モータを用いる場合に成り立つ式である。モータ1として、突極形の永久磁石同期モータまたは誘導モータを用いる場合、電流ベクトル位相演算器17bは、以下の式(2-5)に従って、位相 θ_{i2} を演算すればよい。

$$\theta_{i2} = \theta + \text{atan} (I_{q2} / I_{d2}) [\text{deg}] \dots (2-5)$$

[0117] さらに、電流ベクトル位相演算器17bは、モータ1の回転位置 θ を用いずに、電流検出値 I_{us2} 、 I_{vs2} および I_{ws2} を用いて、以下の式(2-6)に従って、位相 θ_{i2} を演算してもよい。

$$\theta_{i2} = \text{atan} \left\{ \frac{(0.866 \times I_{vs2} - 0.866 \times I_{ws2})}{(I_{us2} - 0.5 \times I_{vs2} - 0.5 \times I_{ws2})} \right\} [\text{deg}] \dots (2-6)$$

[0118] また、電流ベクトル位相演算器17bは、電流指令値 $I_{d_target2}$ および $I_{q_target2}$ を座標変換することで得られる三相電流指令値を、電流検出値 I_{us2} 、 I_{vs2} および I_{ws2} の代わりに用いて、式

(2-6)に従って、位相 θ_{i2} を演算してもよい。

[0119] オンオフ信号発生器15aは、座標変換器14aから入力された電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} と、電流ベクトル位相演算器17aから入力された電流ベクトルの位相 θ_{i1} とに基づいて、オンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wn1}$ を出力する。

[0120] 次に、オンオフ信号発生器15aの動作について詳細に述べる。図16は、本発明の実施の形態2における電流ベクトルの位相 θ_{i1} に応じて出力される電圧ベクトルを示す表である。

[0121] 図16に示すように、オンオフ信号発生器15aは、電流ベクトルの位相 θ_{i1} に応じて、2種類の電圧ベクトルを選択して出力する。例えば、位相 θ_{i1} が30度以上90度未満である場合、 $V_1(1)$ および $V_3(1)$ の2種類の電圧ベクトルが選択される。位相 θ_{i1} が90度以上150度未満である場合、 $V_2(1)$ および $V_4(1)$ の2種類の電圧ベクトルが選択される。以下、同様に、オンオフ信号発生器15aは、図16に示すとおり、位相 θ_{i1} に応じて、2種類の電圧ベクトルを選択する。

[0122] なお、図16に示す電流ベクトルの位相 θ_{i1} の範囲を、電流検出値 I_{us1} 、 I_{vs1} および I_{ws1} の符号関係に応じて判別してもよいことは言うまでもない。例えば、符号関係について、 $I_{us1} > 0$ 、 $I_{vs1} > 0$ かつ $I_{ws1} < 0$ であるならば、位相 θ_{i1} の範囲は、 $30 < \theta_{i1} < 90$ と判別できる。これは、後述する図18からも明らかである。

[0123] 図17は、本発明の実施の形態2における電流ベクトルの位相 θ_{i1} が30度以上90度未満である場合に出力される電圧ベクトルを示す図である。なお、図17では、位相 $\theta_{i1} \doteq 62$ 度である。

[0124] 位相 θ_{i1} が30度以上90度未満である場合、図17に示すように、電流ベクトルに最も位相が近い電圧ベクトルは、電圧ベクトル $V_2(1)$ である。この場合に出力される電圧ベクトルは、電流ベクトルに、2番目に位相が近い電圧ベクトル $V_3(1)$ および3番目に位相が近い電圧ベクトル $V_1(1)$ となる。

- [0125] これらの電圧ベクトル $V_1(1)$ および $V_3(1)$ が出力される出力時間は、電圧ベクトル $V_1(1)$ および $V_3(1)$ が作る合成ベクトルが電圧指令ベクトル V_1^* に一致するように調節される。
- [0126] 以上のように、制御器8aおよび制御器8bによって構成される制御部は、各インバータ6a, 6bについて、オンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wn1}$, $Q_{up2} \sim Q_{wn2}$ のパターンに応じて定まる複数の電圧ベクトル $V_0(1) \sim V_7(1)$, $V_0(2) \sim V_7(2)$ のうち、三相交流電圧の出力に伴って供給される電流に基づく電流ベクトルに、2番目に位相が近い電圧ベクトルおよび3番目に位相が近い電圧ベクトルが形成されるようにオンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wn1}$, $Q_{up2} \sim Q_{wn2}$ を出力する。
- [0127] 次に、電流ベクトルに、2番目に位相が近い電圧ベクトルおよび3番目に位相が近い電圧ベクトルが選択されて出力されることで実現される効果について説明する。
- [0128] 図18は、本発明の実施の形態2における電圧指令値 V_{u1} , V_{v1} および V_{w1} と、電流 I_{u1} , I_{v1} および I_{w1} の波形を示す図である。
- [0129] なお、図18では、電流 I_{u1} , I_{v1} および I_{w1} の振幅が100Aであり、電圧指令値 V_{u1} , V_{v1} および V_{w1} の振幅が1Vである場合の波形を示している。上段の電圧指令値 V_{u1} , V_{v1} および V_{w1} に対して、下段の電流 I_{u1} , I_{v1} および I_{w1} は、30度の位相遅れを有する。力率角が30度であり、力率値で述べると、 $\cos(30) \doteq 0.8666$ である。
- [0130] 図18に示すように、電流ベクトルの位相 $\theta_{i1} \doteq 62$ 度である場合、電流 I_{u1} , I_{v1} および I_{w1} について、図18の下段の破線枠に示すように、 $I_{u1} \doteq 50A$, $I_{v1} \doteq 50A$, $I_{w1} \doteq -100A$ となる。この場合、電圧指令ベクトル V_1^* の位相 $\theta_{v1} \doteq 92$ 度である。
- [0131] ここで、位相 $\theta_{i1} \doteq 62$ 度であるので、図16に示すように、制御器8aは、電流ベクトルの位相 θ_{i1} に応じて、電圧ベクトル $V_1(1)$ および $V_3(1)$ を出力する。また、制御器8aは、制御周期 T_c において、零電

圧ベクトル $V_0(1)$ を含めて、例えば、 $V_1(1)$ 、 $V_0(1)$ 、 $V_3(1)$ 、 $V_0(1)$ および $V_1(1)$ の順に切り替えて電圧ベクトルを出力する。

[0132] この場合、インバータ入力電流 I_{in1} およびコンデンサ電流 I_{c1} は、先の図13と同様の変化を示す。そのため、コンデンサ電流 I_{c1} の変動の最大値 $I_{c_max_min}$ は、先の図13から分かるように、50Aである。

[0133] 次に、比較例として、電圧指令ベクトル V_1^* の位相 θ_{v1} が90度以上150度未満である場合に先の実施の形態1における制御手法が適用される時のコンデンサ電流 I_{c1} の変化について説明する。図19は、本発明の実施の形態2における制御手法の比較例を示す図である。なお、図19では、インバータ入力電流 I_{in1} および直流電流 I_{b1} の波形も図示されている。

[0134] ここで、上述したとおり、電流ベクトルの位相 $\theta_{i1} \doteq 62$ 度である場合、電圧指令ベクトル V_1^* の位相 $\theta_{v1} \doteq 92$ 度である。したがって、本実施の形態2における制御手法ではなく、先の実施の形態1における制御手法が適用される場合、以下の電圧ベクトルが出力される。すなわち、図17に示す電圧指令ベクトル V_1^* に、2番目に位相が近い電圧ベクトル $V_2(1)$ および3番目に位相が近い電圧ベクトル $V_4(1)$ が選択されて出力される。

[0135] この場合、図19に示すように、制御周期 T_c において、零電圧ベクトル $V_7(1)$ を含めて、例えば、 $V_2(1)$ 、 $V_7(1)$ 、 $V_4(1)$ 、 $V_7(1)$ および $V_2(1)$ の順に切り替えて電圧ベクトルが出力される。

[0136] また、インバータ入力電流 I_{in1} は、電圧ベクトルの変化に応じて、 $-I_{w1}$ 、0、 $-I_{u1}$ 、0および $-I_{w1}$ の順に変化する。そのため、コンデンサ電流 I_c の変動の最大値 $I_{c_max_min}$ は、図19から分かるように、150Aである。

[0137] したがって、力率が1よりも小さい場合には、先の実施の形態1における

制御手法ではなく、本実施の形態 2 における制御手法を採用した方が、コンデンサ電流をより小さくできる。

[0138] 以上、本実施の形態 2 の電力変換装置によれば、各インバータについて、オンオフ信号のパターンに応じて定まる複数の電圧ベクトルのうち、電流ベクトルに、2 番目に位相が近い電圧ベクトルおよび 3 番目に位相が近い電圧ベクトルが形成されるようにオンオフ信号を出力するように構成されている。これにより、先の実施の形態 1 の制御手法と比べて、力率に依存せずにコンデンサ電流を低減できる。

[0139] 実施の形態 3.

本発明の実施の形態 3 では、先の実施の形態 2 と構成が異なる制御器 8 a および制御器 8 b を備えた電力変換装置について説明する。なお、本実施の形態 3 では、先の実施の形態 1 および 2 と同様である点の説明を省略し、先の実施の形態 1 および 2 と異なる点を中心に説明する。

[0140] ここで、先の実施の形態 2 の構成との相違点として、本実施の形態 3 では、電力変換装置は、以下のように構成されている。すなわち、オンオフ信号発生器 15 a およびオンオフ信号発生器 15 b の動作が異なる。以下、本実施の形態 3 における制御器 8 a と制御器 8 b については同様のことがいえるので、制御器 8 a の構成を代表して説明する。

[0141] 図 20 は、本発明の実施の形態 3 における電流ベクトルの位相 θ_{i1} に応じて採用される電圧変調方式を示す表である。

[0142] 図 20 の 2 列目には、1 列目に示す電流ベクトルの位相 θ_{i1} の範囲に対応して、電流ベクトルに位相が最も近い電圧ベクトルが示されている。図 20 の 3 列目には、1 列目に示す電流ベクトルの位相 θ_{i1} の範囲に対応して、採用される電圧変調方式が示されている。

[0143] ここで、「下ベタ 2 相変調」とは、電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} のうちの最も小さい電圧指令値が搬送波の最小値に一致するように、電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} を等しくシフトする変調方法である。この変調方式を採用する区間を「下ベタ 2 相変調区間」と定義する。

- [0144] 一方、「上ベタ2相変調」とは、電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} のうちの最も大きい電圧指令値が搬送波の最大値に一致するように、電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} を等しくシフトする変調方法である。この変調方式を採用する区間を「上ベタ2相変調区間」と定義する。
- [0145] 図20に示すように、電圧変調方式として、「下ベタ2相変調」が採用されるのは、電流ベクトルに位相が最も近い電圧ベクトルが $V_2(1)$ 、 $V_4(1)$ および $V_6(1)$ の場合である。ここで、共通点として、電圧ベクトル $V_2(1)$ 、 $V_4(1)$ および $V_6(1)$ は、先の図3から分かるように、高電位側の2つの半導体スイッチング素子をオンにし、低電位側の1つの半導体スイッチング素子をオンにすることで形成される電圧ベクトルである。
- [0146] したがって、実施の形態3では、電流ベクトルに最も位相が近い電圧ベクトルが、高電位側の2つの半導体スイッチング素子をオンにし、低電位側の1つの半導体スイッチング素子をオンにすることで形成される電圧ベクトルである場合、電圧変調方式として、「下ベタ2相変調」が採用される。
- [0147] 一方、図20に示すように、電圧変調方式として、「上ベタ2相変調」が採用されるのは、電流ベクトルに位相が最も近い電圧ベクトルが $V_1(1)$ 、 $V_3(1)$ および $V_5(1)$ である場合である。ここで、共通点として、電圧ベクトル $V_1(1)$ 、 $V_3(1)$ および $V_5(1)$ は、先の図3から分かるように、高電位側の1つの半導体スイッチング素子をオンにし、低電位側の2つの半導体スイッチング素子をオンにすることで形成される電圧ベクトルである。
- [0148] したがって、実施の形態3では、電流ベクトルに最も位相が近い電圧ベクトルが、高電位側の1つの半導体スイッチング素子をオンにし、低電位側の2つの半導体スイッチング素子をオンにすることで形成される電圧ベクトルである場合、電圧変調方式として、「上ベタ2相変調」が採用される。
- [0149] 図20の4列目に示す搬送波反転相とは、他の相に対応する搬送波に対して、その搬送波の中心を基準に対応する搬送波を反転させる相のことを意味

する。

[0150] 電圧変調方式として「下ベタ 2 相変調」が採用される場合、搬送波反転相は、3 相の中で電圧指令値が最小となる最小相以外の残りの 2 相のうちの 1 相とする。すなわち、最小相以外の残りの 2 相において、搬送波反転相である一方の相に対応する搬送波は、他方の相に対応する搬送波に対して、その搬送波の中心を基準に反転している。

[0151] 一方、電圧変調方式として「上ベタ 2 相変調」が採用される場合、搬送波反転相は、3 相の中で電圧指令値が最大となる最大相以外の残りの 2 相のうちの 1 相とする。すなわち、最大相以外の残りの 2 相において、搬送波反転相である一方の相に対応する搬送波は、他方の相に対応する搬送波に対して、その搬送波の中心を基準に反転している。

[0152] 以上のように、制御器 8 a および制御器 8 b によって構成される制御部は、各インバータ 6 a, 6 b について、搬送波と電圧指令値 $V_{u1} \sim V_{w1}$, $V_{u2} \sim V_{w2}$ とを比較することでオンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wn1}$, $Q_{up2} \sim Q_{wn2}$ を出力するように構成されている。

[0153] 制御部は、「下ベタ 2 相変調」を採用する場合、3 相の中で、最小相以外の残りの 2 相において、一方の相を搬送波反転相とし、他方の相の搬送波に対して、搬送波反転相の搬送波を、中心値を基準に反転させる。また、制御部は、「上ベタ 2 相変調」を採用する場合、3 相の中で、最大相以外の残りの 2 相において、一方の相を搬送波反転相とし、他方の相の搬送波に対して、搬送波反転相の搬送波を、中心値を基準に反転させる。

[0154] 次に、具体例を挙げながら、制御器 8 a の動作についてさらに説明する。例えば、電流ベクトルの位相 θ_{i1} が先の図 17 のようになり、電圧指令値 V_{u1} , V_{v1} および V_{w1} と、電流 I_{u1} , I_{v1} および I_{w1} の波形が先の図 18 のようになる場合を考える。

[0155] 図 21 は、本発明の実施の形態 3 における電流ベクトルの位相 θ_{i1} が 30 度以上 90 度未満である場合のコンデンサ電流 I_{c1} の波形を示す図である。なお、図 21 では、電圧指令値 V_{u1} , V_{v1} および V_{w1} と、インバ

ータ入力電流 I_{in1} と、直流電流 I_{b1} の波形も図示されている。

[0156] この場合、電流ベクトルの位相 θ_i が約 62 度であるので、図 20 から分かるように、電圧変調方式として、「下ベタ 2 相変調」が採用される。したがって、搬送波反転相は、3 相の中で電圧指令値が最小となる最小相である W1 相以外の残りの U1 相および V1 相のうちのどちらかとなる。すなわち、図 21 に示すように、U1 相に対応する U1 相搬送波は、V1 相に対応する V1 相搬送波に対して、V1 相搬送波の中心を基準に反転している。

[0157] また、図 21 に示すように、コンデンサ電流 I_{c1} の変動の最大値 $I_{c_max_min}$ は 50 A である。したがって、本実施の形態 3 における制御手法は、先の実施の形態 2 における制御手法と同様の効果が得られる。

[0158] 以上、オンオフ信号発生器 15 a の動作を代表して説明したが、制御器 8 b のオンオフ信号発生器 15 b についても同様のことがいえる。図 22 は、本発明の実施の形態 3 における電流ベクトルの位相 θ_{i2} に応じて採用される電圧変調方式を示す表である。

[0159] すなわち、オンオフ信号発生器 15 b についても、図 22 に示すように、電流ベクトルの位相 θ_{i2} に応じて電圧変調方式を採用することで、コンデンサ電流 I_{c1} と同様に、コンデンサ電流 I_{c2} を低減することができる。

[0160] 以上、本実施の形態 3 の電力変換装置によれば、電圧変調方式として「下ベタ 2 相変調」が採用される場合、最小相以外の残りの 2 相のうち的一方の相を搬送波反転相とし、「上ベタ 2 相変調」が採用される場合、最大相以外の残りの 2 相のうち的一方の相を搬送波反転相とするように構成されている。このように構成した場合であっても、先の実施の形態 2 と同様の効果が得られる。

[0161] 実施の形態 4.

本発明の実施の形態 4 では、先の実施の形態 3 と構成が異なる制御器 8 a および制御器 8 b を備えた電力変換装置について説明する。なお、本実施の形態 4 では、先の実施の形態 1 ~ 3 と同様である点の説明を省略し、先の実施の形態 1 ~ 3 と異なる点を中心に説明する。

[0162] ここで、先の実施の形態3の構成との相違点として、本実施の形態4では、電力変換装置は、以下のように構成されている。すなわち、オンオフ信号発生器15aおよびオンオフ信号発生器15bの動作が異なる。また、搬送波としてのこぎり波が採用される。以下、本実施の形態4における制御器8aと制御器8bについては同様のことがいえるので、制御器8aの構成を代表して説明する。

[0163] 図23は、本発明の実施の形態4における電流ベクトルの位相 θ_{i1} に応じて採用される電圧変調方式を示す表である。図23の3列目に示す電圧変調方式は、先の図20と同様に、1列目に示す電流ベクトルの位相 θ_{i1} の範囲に対応して採用される。

[0164] また、図23の4列目に示す搬送波反転相は、「下ベタ2相変調区間」に対応する位相 θ_{i1} の範囲の中央で、最小相以外の2相のうちの1相から残りの1相に切り替わる。同様に、搬送波反転相は、「上ベタ2相変調区間」に対応する位相 θ_{i1} の範囲の中央で、最大相以外の2相のうちの1相から残りの1相に切り替わる。このように、電流ベクトルの位相 θ_{i1} が30度変化するたびに搬送波反転相が切り替わる。

[0165] 以上のように、制御器8aおよび制御器8bによって構成される制御部は、「下ベタ2相変調」が採用される「下ベタ2相変調区間」の中央で、搬送波反転相を一方の相から他方の相に切り替える。また、制御部は、「上ベタ2相変調」が採用される「上ベタ2相変調区間」の中央で、搬送波反転相を一方の相から他方の相に切り替える。

[0166] 次に、具体例を挙げながら、制御器8aの動作についてさらに説明する。例えば、電流ベクトルの位相 θ_{i1} が先の図17のようになり、電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} と、電流 I_{u1} 、 I_{v1} および I_{w1} の波形が先の図18のようになる場合を考える。

[0167] 図24は、本発明の実施の形態4における電流ベクトルの位相 θ_{i1} が60度よりも若干小さい場合のコンデンサ電流 I_{c1} の波形を示す図である。図25は、本発明の実施の形態4における電流ベクトルの位相 θ_{i1} が60

度よりも若干大きい場合のコンデンサ電流 I_{c1} の波形を示す図である。

[0168] なお、図24および図25では、電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} と、インバータ入力電流 I_{in1} と、直流電流 I_{b1} の波形も図示されている。

[0169] 電流ベクトルの位相 θ_{i1} が30度以上60度未満の範囲にある場合、図23から分かるように、電圧変調方式として「下ベタ2相変調」が採用され、さらに、搬送波としてのこぎり波が採用される。

[0170] また、搬送波反転相は、3相の中で電圧指令値が最小となる最小相であるW1相以外のU1相およびV1相のうちのどちらかとなる。すなわち、図24に示すように、右肩下がりののこぎり波であるU1相搬送波は、右肩上がりののこぎり波であるV1相搬送波に対して、V1相搬送波の中心を基準に反転している。

[0171] また、図24に示すように、制御周期 T_c において、電流ベクトルに、2番目に位相が近い電圧ベクトル $V_1(1)$ および3番目に位相が近い電圧ベクトル $V_3(1)$ が出力される。すなわち、制御周期 T_c において、零電圧ベクトル $V_0(1)$ を含めて、例えば、 $V_3(1)$ 、 $V_0(1)$ および $V_1(1)$ の順に切り替えて電圧ベクトルが出力される。この場合、コンデンサ電流 I_{c1} の変動の最大値 $I_{c_max_min}$ は50Aである。

[0172] 一方、電流ベクトルの位相 θ_i が60度以上90度未満の範囲にある場合、図23から分かるように、電圧変調方式として「下ベタ2相変調」が採用され、さらに、搬送波としてのこぎり波が採用される。

[0173] また、搬送波反転相は、最小相であるW1相以外の2相のうちの1相であるU1相から残りの1相であるV1相に切り替わる。すなわち、右肩下がりののこぎり波であるV1相搬送波は、右肩上がりののこぎり波であるU1相搬送波に対して、U1相搬送波の中心を基準に反転している。

[0174] また、図25に示すように、制御周期 T_c において、電流ベクトルに、2番目に位相が近い電圧ベクトル $V_3(1)$ および3番目に位相が近い電圧ベクトル $V_1(1)$ が出力される。すなわち、制御周期 T_c において、零電圧

ベクトル $V_0(1)$ を含めて、例えば、 $V_1(1)$ 、 $V_0(1)$ および $V_3(1)$ の順に切り替えて電圧ベクトルが出力される。この場合、コンデンサ電流 I_{c1} の変動の最大値 $I_{c_max_min}$ は $50A$ である。

[0175] 以上から、本実施の形態4における制御手法は、先の実施の形態3における制御手法と同様の効果が得られる。

[0176] 図26は、本発明の実施の形態4における電流ベクトルの位相 θ_{i1} が 30 度変化するたびに搬送波反転相が切り替えられる場合のモータトルクの波形を示す図である。図27は、図26の比較例を示す図である。

[0177] なお、図27では、比較例として、先の実施の形態3における制御手法のように電流ベクトルの位相 θ_{i1} が 60 度変化するたびに搬送波反転相を切り替える場合のモータトルクの波形を示している。また、図26および図27では、電流検出値 I_{us1} 、 I_{vs1} および I_{ws1} の波形も図示されている。

[0178] 図26に示すように、電流ベクトルの位相 θ_{i1} が 30 度変化するたびに搬送波反転相が切り替わる場合、モータトルクの脈動が $0.04 p.u.$ となる。一方、図27に示すように、電流ベクトルの位相 θ_{i1} が 60 度変化するたびに搬送波反転相が切り替わる場合、モータトルクの脈動が $0.06 p.u.$ となる。したがって、本実施の形態4における制御手法は、モータトルクのリップルを抑制することができる効果が得られる。

[0179] 以上、本実施の形態4の電力変換装置によれば、先の実施の形態3の構成に対して、搬送波をのこぎり波とし、「下ベタ2相変調区間」の中央で、搬送波反転相を一方の相から他方の相に切り替え、「上ベタ2相変調区間」の中央で、搬送波反転相を一方の相から他方の相に切り替えるように構成されている。これにより、先の実施の形態2と同様の効果が得られるとともに、モータトルクのリップルをより抑制することができる。

[0180] 実施の形態5.

本発明の実施の形態5では、先の実施の形態2~4と構成が異なる制御器8aおよび制御器8bを備えた電力変換装置について説明する。本実施の形

態5では、先の実施の形態1～4と同様である点の説明を省略し、先の実施の形態1～4と異なる点を中心に説明する。

[0181] ここで、先の実施の形態2～4の構成との相違点として、本実施の形態5では、電力変換装置では、搬送波の設定方法が異なる。以下、本実施の形態4における制御器8aと制御器8bについては同様のことがいえるので、制御器8aの構成を代表して説明する。

[0182] 本実施の形態5では、3相の中で電圧指令値が2番目に大きい中間相に対応する搬送波は、中間相以外の残りの2相に対応する搬送波に対して、周波数が2倍となるように設定される。

[0183] 以上のように、制御器8aおよび制御器8bによって構成される制御部は、各インバータ6a, 6bについて、搬送波と電圧指令値 $V_{u1} \sim V_{w1}$, $V_{u2} \sim V_{w2}$ とを比較することでオンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wn1}$, $Q_{up2} \sim Q_{wn2}$ を出力するように構成されている。また、制御部は、3相の中で電圧指令値が2番目に大きい中間相の搬送波の周波数は、中間相以外の残りの2相の搬送波の周波数の2倍となるように設定する。

[0184] 次に、具体例を挙げながら、制御器8aの動作についてさらに説明する。例えば、電流ベクトルの位相 θ_{i1} が先の図17のようになり、電圧指令値 V_{u1} , V_{v1} および V_{w1} と、電流 I_{u1} , I_{v1} および I_{w1} の波形が先の図18のようになる場合を考える。

[0185] 図28は、本発明の実施の形態5における電流ベクトルの位相 θ_{i1} が30度以上90度未満である場合のコンデンサ電流 I_{c1} の波形を示す図である。なお、図28では、電圧指令値 V_{u1} , V_{v1} および V_{w1} と、インバータ入力電流 I_{in1} と、直流電流 I_{b1} の波形も図示されている。

[0186] この場合、電圧指令値 V_{u1} , V_{v1} および V_{w1} の大小関係について、 $V_{v1} > V_{u1} > V_{w1}$ となるので、中間相は、U1相である。したがって、制御器8aは、U1相に対応するU1相搬送波の周波数を、残りの2相に対応する搬送波の周波数の2倍に設定する。

[0187] また、U1相搬送波の周波数が、残りの2相に対応する搬送波の周波数の

2倍に設定される場合、図21に示すように、コンデンサ電流 I_{c1} の変動の最大値 $I_{c_max_min}$ は50Aである。したがって、本実施の形態5における制御手法は、先の実施の形態2～4における制御手法と同様の効果が得られる。

[0188] 以上、本実施の形態5の電力変換装置によれば、各インバータについて、中間相の搬送波の周波数が、中間相以外の残りの2相の搬送波の周波数の2倍となるよう設定されるように構成されている。このように構成した場合であっても、先の実施の形態2と同様の効果が得られる。

[0189] 実施の形態6.

本発明の実施の形態6では、先の実施の形態2と構成が異なる制御器8aおよび制御器8bを備えた電力変換装置について説明する。なお、本実施の形態6では、先の実施の形態1～5と同様である点の説明を省略し、先の実施の形態1～5と異なる点を中心に説明する。

[0190] 図29は、本発明の実施の形態6における電力変換装置の全体構成を示す図である。ここで、先の実施の形態2の構成との相違点として、本実施の形態6では、電力変換装置は、以下のように構成されている。すなわち、制御器8aのオンオフ信号発生器15aと、制御器8bのオンオフ信号発生器15bの動作が異なる。

[0191] オンオフ信号発生器15aは、2台のインバータ6aおよび6bの故障が検知されない場合と、インバータ6bの故障が検知される場合とで、オンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wn1}$ を生成する手法が異なる。同様に、オンオフ信号発生器15bは、2台のインバータ6aおよび6bの故障が検知されない場合と、インバータ6aの故障が検知される場合とで、オンオフ信号 $Q_{up2} \sim Q_{wn2}$ を生成する手法が異なる。

[0192] 次に、2台のインバータの故障が検知されない場合のオンオフ信号発生器15aおよびオンオフ信号発生器15bの動作について述べる。

[0193] 図30は、本発明の実施の形態6における2台のインバータ6aおよび6bの故障が検知されない場合のコンデンサ電流 I_{c1} および I_{c2} の波形を

示す図である。なお、図30では、インバータ入力電流 I_{in1} および I_{in2} と、電圧指令値 $V_{u1}' \sim V_{w1}'$ および $V_{u2}' \sim V_{w2}'$ と、オンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wp1}$ および $Q_{up2} \sim Q_{wp2}$ の波形も図示されている。

[0194] 図31は、本発明の実施の形態6における電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} と、電流 I_{u1} 、 I_{v1} および I_{w1} の波形を示す図である。図32は、本発明の実施の形態6における電圧指令値 V_{u2} 、 V_{v2} および V_{w2} と、電流 I_{u2} 、 I_{v2} および I_{w2} の波形を示す図である。

[0195] ここで、具体例として、電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} と、電流 I_{u1} 、 I_{v1} および I_{w1} は、図31の破線枠に示す瞬時値とし、電圧指令値 V_{u2} 、 V_{v2} および V_{w2} と、電流 I_{u2} 、 I_{v2} および I_{w2} は、図32の破線枠に示す瞬時値とする。

[0196] また、オンオフ信号発生器15aとオンオフ信号発生器15bの間で、搬送波Cは、共通のもの、すなわち位相差無しのものとし、さらに、搬送波Cの最大値を $V_{dc}/2$ 、最小値を $-V_{dc}/2$ 、中心値を0とする。

[0197] この場合、電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} は、以下の式(6-1)～(6-3)に従った演算によって、最大値 V_{max} が搬送波の最大値 $V_{dc}/2$ に一致するように、それぞれ等しくシフトされる。なお、最大値 V_{max} は、電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} のうちの最も大きい電圧指令値である。

$$[0198] \quad V_{u1}' = V_{u1} + (V_{dc}/2 - V_{max}) \dots (6-1)$$

$$V_{v1}' = V_{v1} + (V_{dc}/2 - V_{max}) \dots (6-2)$$

$$V_{w1}' = V_{w1} + (V_{dc}/2 - V_{max}) \dots (6-3)$$

[0199] 上記の演算によって、電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} は、図30に示すように、その平均値 V_{ave1} が搬送波Cの中心値0よりも大きい電圧指令値 V_{u1}' 、 V_{v1}' および V_{w1}' にシフトされる。

[0200] 電圧指令値 V_{u1}' 、 V_{v1}' および V_{w1}' は、搬送波Cと比較される。時刻 $t_1 \sim t_2$ と、時刻 $t_5 \sim t_6$ にて、 $Q_{up1} = Q_{vp1} = 1$ 、 Q_w

$p_1 = 0$ となり、その結果、電圧ベクトル $V_2(1)$ が出力される。また、時刻 $t_2 \sim t_5$ にて、 $Q_{up1} = Q_{vp1} = Q_{wp1} = 1$ となり、その結果、電圧ベクトル $V_7(1)$ が出力される。

[0201] 一方、電圧指令値 V_{u2} 、 V_{v2} および V_{w2} は、以下の式(6-4)～(6-6)に従った演算によって、最小値 V_{min} が搬送波の最小値 $-V_{dc}/2$ に一致するようにそれぞれ等しくシフトされる。なお、最小値 V_{min} は、電圧指令値 V_{u2} 、 V_{v2} および V_{w2} のうちの最も小さい電圧指令値である。

$$[0202] \quad V_{u2}' = V_{u2} - (V_{dc}/2 + V_{min}) \dots (6-4)$$

$$V_{v2}' = V_{v2} - (V_{dc}/2 + V_{min}) \dots (6-5)$$

$$V_{w2}' = V_{w2} - (V_{dc}/2 + V_{min}) \dots (6-6)$$

[0203] 上記の演算によって、電圧指令値 V_{u2} 、 V_{v2} および V_{w2} は、図30に示すように、その平均値 V_{ave2} が搬送波Cの中心値0よりも小さい電圧指令値 V_{u2}' 、 V_{v2}' および V_{w2}' にシフトされる。

[0204] 電圧指令値 V_{u2}' 、 V_{v2}' および V_{w2}' は、搬送波Cと比較される。時刻 $t_1 \sim t_3$ と、時刻 $t_4 \sim t_6$ にて、 $Q_{up1} = Q_{vp1} = Q_{wp1} = 0$ となり、その結果、電圧ベクトル $V_0(2)$ が出力される。時刻 $t_3 \sim t_4$ にて、 $Q_{up1} = Q_{vp1} = 1$ 、 $Q_{wp1} = 0$ となり、その結果、電圧ベクトル $V_2(2)$ が出力される。

[0205] 続いて、インバータ入力電流 I_{in1} および I_{in2} と、コンデンサ電流 I_{c1} および I_{c2} について述べる。

[0206] 図30において、時刻 $t_1 \sim t_2$ と、時刻 $t_5 \sim t_6$ では、 $I_{in1} = 100A$ であり、 $I_{in2} = 0A$ である。インバータ6aに対応する電圧ベクトルは、有効電圧ベクトルであり、インバータ6bに対応する電圧ベクトルは、零電圧ベクトルである。したがって、コンデンサ電流 I_{c1} とコンデンサ電流 I_{c2} がインバータ6aに供給される。ただし、コンデンサ電流 I_{c2} は、寄生インダクタンス100と、リレー16aおよび16bを經由してインバータ6aに供給されるので、コンデンサ電流 I_{c1} に比べて値が小さ

い。

[0207] 時刻 $t_2 \sim t_3$ と、時刻 $t_4 \sim t_5$ では、 $I_{in1} = I_{in2} = 0$ である。インバータ 6 a および 6 b のそれぞれに対応する電圧ベクトルは、零電圧ベクトルである。したがって、コンデンサ 4 a および 4 b には、直流電源 3 からの充電電流が供給される。

[0208] 時刻 $t_3 \sim t_4$ では、 $I_{in1} = 0 A$ であり、 $I_{in2} = 100 A$ である。インバータ 6 a に対応する電圧ベクトルは、零電圧ベクトルであり、インバータ 6 b に対応する電圧ベクトルは、有効電圧ベクトルである。したがって、コンデンサ電流 I_{c1} とコンデンサ電流 I_{c2} がインバータ 6 b に供給される。ただし、コンデンサ電流 I_{c1} は、寄生インダクタンス 100 と、リレー 16 a および 16 b を経由して、インバータ 6 b に供給されるので、コンデンサ電流 I_{c2} に比べて値が小さい。

[0209] 以上から、時刻 $t_1 \sim t_2$ と、時刻 $t_3 \sim t_4$ と、時刻 $t_5 \sim t_6$ では、2 台のインバータのうち、一方に対応する電圧ベクトルが有効電圧ベクトルとなり、他方に対応する電圧ベクトルが零電圧ベクトルとなる。したがって、2 つのコンデンサ 4 a および 4 b は、1 台のインバータにコンデンサ電流を供給することとなり、その結果、1 つのコンデンサが供給するコンデンサ電流の大きさを小さくできる。

[0210] 以上のように、本実施の形態 6 における制御手法では、2 台のインバータ 6 a および 6 b の故障が検知されない場合、1 台のインバータに対応する三相の電圧指令値の平均値が搬送波の中心値よりも大きくなるように設定され、残りの 1 台のインバータに対応する三相の電圧指令値の平均値が搬送波の中心値よりも小さくなるように設定される。

[0211] 換言すると、制御器 8 a および制御器 8 b によって構成される制御部は、2 台のインバータ 6 a および 6 b の両方の故障を検知しない場合には、以下のように制御する。制御部は、各インバータ 6 a, 6 b に対応する搬送波の位相を互いに一致させる。また、制御部は、2 台のインバータ 6 a および 6 b のうちの一方のインバータについて演算される電圧指令値の平均値が搬送

波の中心値よりも大きくなるように設定する。さらに、制御部は、他方のインバータについて演算される電圧指令値の平均値が搬送波の中心値よりも小さくなるように設定する。

[0212] したがって、2台のインバータのそれぞれに対応する電圧ベクトルにおいて、1台のインバータに対応する電圧ベクトルを有効電圧ベクトルとし、残りの1台に対応する電圧ベクトルを零電圧ベクトルとする状態を発生させることが可能となる。その結果、1つのコンデンサが供給するコンデンサ電流の大きさを小さくできる。さらに、2台のインバータに対応する有効電圧ベクトルは、電圧ベクトル $V_2(1)$ および $V_2(2)$ である。電圧ベクトル $V_2(1)$ および $V_2(2)$ は、図31および図32の破線枠に示す位相 θ_{v1} および θ_{v2} の範囲では、電圧指令ベクトル V_1^* および V_2^* に最も位相が近い電圧ベクトルである。

[0213] このように、本実施の形態6における制御手法では、2台のインバータ6aおよび6bの故障が検知されない場合には、先の実施の形態1～5の制御手法とは異なり、電圧指令ベクトル V_1^* および V_2^* にそれぞれ位相が最も近い電圧ベクトルが出力されるようにしている。これにより、モータ1に通電される電流のリプルを小さくできる効果がある。

[0214] 換言すると、制御器8aおよび制御器8bによって構成される制御部は、2台のインバータ6aおよび6bの両方の故障を検知しない場合には、以下のように制御する。制御部は、各インバータ6a, 6bについて、複数の電圧ベクトル $V_0(1) \sim V_7(1)$, $V_0(2) \sim V_7(2)$ のうち、電圧指令ベクトル V_1^* , V_2^* に、位相が最も近い電圧ベクトルが形成されるようにオンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wn1}$, $Q_{up2} \sim Q_{wn2}$ を出力する。

[0215] すなわち、2台のインバータ6aおよび6bの故障が検知されない場合には、制御器8aおよび制御器8bのそれぞれは、有効電圧ベクトルが発生する期間が重複する割合を減らすように制御することで、コンデンサ電流を低減するとともに、モータ1に通電されるリプル電流を低減する。

[0216] これに対して、2台のインバータ6aおよび6bのうち的一方のインバー

タが故障した場合に、上記で説明した制御手法をそのまま適用すると、以下のような問題が生じる。すなわち、故障側のインバータに近接するリレーが開放されることになるので、故障側のインバータに近接するコンデンサからのコンデンサ電流の供給がなくなり、その結果、残りの1つのコンデンサが供給するコンデンサ電流が増大してしまう。

[0217] 例えば、 $I_{in1} \neq 0$ 、 $I_{in2} = 0$ のとき、リレー16bが閉じられていれば、コンデンサ電流 I_{c1} および I_{c2} がインバータ6a供給されるので、コンデンサ電流 I_{c1} および I_{c2} の大きさは比較的小さい。しかしながら、インバータ6bの故障が検知されてリレー16bが開放されると、コンデンサ電流 I_{c2} がインバータ6aに供給されなくなる。この場合、コンデンサ電流 I_{c2} が無くなった分を補うため、コンデンサ電流 I_{c1} が増大する。このような状況を考慮して、コンデンサを設計すると、コンデンサの小型化を実現できない。

[0218] そこで、本実施の形態6における制御手法では、2台のインバータ6aおよび6bのいずれかのインバータの故障が検知された場合に限り、正常側のインバータにおいて、先の実施の形態1～5のいずれかの制御手法を適用する。すなわち、先の実施の形態1～5に述べたように、電圧指令ベクトルまたは電流ベクトルに、2番目に位相が近い電圧ベクトルおよび3番目に位相が近い電圧ベクトルが出力されるようにする。したがって、インバータ入力電流 I_{in1} および I_{in2} 自体の変動が低減され、その結果、コンデンサ電流が低減される。

[0219] すなわち、2台のインバータ6aおよび6bのうちの一方のインバータの故障が検知された場合には、他方のインバータに対応する制御器は、電圧指令ベクトルまたは電流ベクトルに、2番目に位相が近い電圧ベクトルおよび3番目に位相が近い電圧ベクトルが形成されるようにオンオフ信号を出力する。

[0220] 以上、本実施の形態6の電力変換装置によれば、2台のインバータの両方の故障を検知しない場合には、各インバータに対応する搬送波の位相を互い

に一致させ、2台のインバータのうち一方のインバータについて演算される電圧指令値の平均値が搬送波の中心値よりも大きくなるように設定し、他方のインバータについて演算される電圧指令値の平均値が搬送波の中心値よりも小さくなるように設定するように構成されている。これにより、2台のインバータが正常である場合と、2台のうちいずれかのインバータが故障する場合の両方において、コンデンサ電流を低減できる。

[0221] 実施の形態7.

本発明の実施の形態7では、先の実施の形態6の構成が異なる制御器8aおよび制御器8bを備えた電力変換装置について説明する。なお、本実施の形態7では、先の実施の形態1~6と同様である点の説明を省略し、先の実施の形態1~6と異なる点を中心に説明する。

[0222] ここで、先の実施の形態6の構成との相違点として、本実施の形態7では、電力変換装置は、以下のように構成されている。すなわち、2台のインバータ6aおよび6bの故障が検知されない場合において、オンオフ信号発生器15aがオンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wn1}$ を生成する手法と、オンオフ信号発生器15bがオンオフ信号 $Q_{up2} \sim Q_{wn2}$ を生成する手法が異なる。

[0223] 図33は、本発明の実施の形態7における2台のインバータ6aおよび6bの故障が検知されない場合のコンデンサ電流 I_{c1} および I_{c2} の波形を示す図である。なお、図33では、インバータ入力電流 I_{in1} および I_{in2} と、電圧指令値 $V_{u1'} \sim V_{w1'}$ および $V_{u2'} \sim V_{w2'}$ と、オンオフ信号 $Q_{up1} \sim Q_{wp1}$ および $Q_{up2} \sim Q_{wp2}$ の波形も図示されている。

[0224] ここで、先の図30と比較すると、図33では、1つの搬送波ではなく、電圧指令値 $V_{u1'}$ 、 $V_{v1'}$ および $V_{w1'}$ と比較される搬送波C1と、電圧指令値 $V_{u2'}$ 、 $V_{v2'}$ および $V_{w2'}$ と比較される搬送波C2の2つの搬送波を用いている。搬送波C2は、先の図30に示す搬送波Cと同じであり、搬送波C1は、搬送波C2に対して、制御周期 T_c を360度とし

て180度位相がずれている。

[0225] 電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} は、以下の式(7-1)～(7-3)に従った演算によって、最小値 V_{min} が搬送波の最小値 $-V_{dc}/2$ に一致するように、それぞれ等しくシフトされる。

$$[0226] \quad V_{u1}' = V_{u1} - (V_{dc}/2 + V_{min}) \dots (7-1)$$

$$V_{v1}' = V_{v1} - (V_{dc}/2 + V_{min}) \dots (7-2)$$

$$V_{w1}' = V_{w1} - (V_{dc}/2 + V_{min}) \dots (7-3)$$

[0227] 上記の演算によって、電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} は、図33に示すように、その平均値 V_{ave1} が搬送波 $C1$ の中心値0よりも小さい電圧指令値 V_{u1}' 、 V_{v1}' および V_{w1}' にシフトされる。

[0228] 電圧指令値 V_{u1}' 、 V_{v1}' および V_{w1}' は、搬送波 $C1$ と比較される。時刻 $t1 \sim t2$ と、時刻 $t5 \sim t6$ にて、 $Q_{up1} = Q_{vp1} = 1$ 、 $Q_{wp1} = 0$ となり、その結果、電圧ベクトル $V2(1)$ が出力される。また、時刻 $t2 \sim t5$ にて、 $Q_{up1} = Q_{vp1} = Q_{wp1} = 0$ となり、その結果、電圧ベクトル $V0(1)$ が出力される。

[0229] 一方、電圧指令値 V_{u2}' 、 V_{v2}' および V_{w2}' は、上述した式(6-4)～(6-6)に従った演算によって得られる。

[0230] 電圧指令値 V_{u2}' 、 V_{v2}' および V_{w2}' は、搬送波 $C2$ と比較される。時刻 $t1 \sim t3$ と、時刻 $t4 \sim t6$ にて、 $Q_{up2} = Q_{vp2} = Q_{wp2} = 0$ となり、その結果、電圧ベクトル $V0(2)$ が出力される。時刻 $t3 \sim t4$ にて、 $Q_{up2} = Q_{vp2} = 1$ 、 $Q_{wp2} = 0$ となり、その結果、電圧ベクトル $V2(2)$ が出力される。

[0231] 以上から、図33に示すように、インバータ6aとインバータ6bのそれぞれに対応する電圧ベクトルが同時に有効電圧ベクトルとなる期間が生じなくなる。したがって、先の実施の形態6と同様に、コンデンサ電流 I_{c1} および I_{c2} を低減できる。

[0232] 以上のように、本実施の形態7における制御手法では、2台のインバータ6aおよび6bの故障が検知されない場合、2台のインバータに対応する搬

送波の位相を互いに180度異ならせ、さらに、三相の電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} の平均値と、三相の電圧指令値 V_{u2} 、 V_{v2} および V_{w2} の平均値がともに搬送波の中心値よりも小さくなるように設定される。

[0233] したがって、2台のインバータの故障が検知されない場合、有効電圧ベクトルが発生する期間が重複する割合を減らすことで、コンデンサ電流を低減するとともにモータ1に通電されるリップル電流を低減することができる。

[0234] なお、2台のインバータのそれぞれに対応する搬送波を互いに180度異ならせ、三相の電圧指令値 V_{u1} 、 V_{v1} および V_{w1} の平均値と、三相の電圧指令値 V_{u2} 、 V_{v2} および V_{w2} の平均値がともに搬送波の中心値よりも大きくなるように設定されてもよい。この場合であっても、有効電圧ベクトルが発生する期間が重複する割合を減らすことができ、その結果、コンデンサ電流を低減するとともに、モータ1に通電されるリップル電流を低減することができる。

[0235] 以上、本実施の形態7の電力変換装置によれば、2台のインバータの両方の故障を検知しない場合には、各インバータに対応する搬送波の位相を互いに180度異ならせ、各インバータについて演算される電圧指令値の平均値が、搬送波の中心値よりも小さくなる、または搬送波の中心値よりも大きくなるよう設定するように構成されている。このように構成した場合であっても、先の実施の形態6と同様の効果が得られる。

[0236] 実施の形態8.

本発明の実施の形態8では、先の実施の形態1~7のいずれかの電力変換装置を備えた電動パワーステアリング装置について説明する。なお、本実施の形態8では、先の実施の形態1~7と同様である点の説明を省略し、先の実施の形態1~7と異なる点を中心に説明する。

[0237] 図34は、本発明の実施の形態8における電動パワーステアリング装置の全体構成を示す図である。

[0238] 電動パワーステアリング装置が搭載される車両の運転者は、ハンドル101を左右に回転させて前輪102の操舵を行う。トルク検出器103は、ス

テアリング系の操舵トルク T_s を検出し、検出した操舵トルク T_s を後述する制御指令生成器 105 に出力する。モータ 1 は、ギア 104 を介して運転者の操舵を補助するアシストトルクを発生させるものである。本実施の形態 8 におけるモータ 1 は、ロータがギア 104 と機械的に接続されている以外、先の実施の形態 1 におけるモータ 1 と同様の構成である。

[0239] 制御指令生成器 105 は、トルク検出器 103 から入力された操舵トルク T_s に基づいて、モータ 1 を所望の状態に制御するための制御指令値を演算し、演算した制御指令値を出力する。制御指令生成器 105 は、例えば、以下の式 (8-1) に従って、制御指令として、電流指令値 $I_{q_target1}$ および $I_{q_target2}$ を演算する。

$$I_{q_target1} = I_{q_target2} = k_a \times T_s / 2 \dots \quad (8-1)$$

[0240] ここで、 k_a は、定数であるが、操舵トルク T_s または車両の走行速度に応じて変動させるように設定してもよい。ここでは、式 (8-1) に従って、電流指令値 $I_{q_target1}$ および $I_{q_target2}$ が決定されるが、操舵状況に応じた公知の補償制御に基づいて、電流指令値 $I_{q_target1}$ および $I_{q_target2}$ が決定されてもよい。

[0241] 次に、本実施の形態 8 における電動パワーステアリング装置によって得られる効果について説明する。

[0242] 電動パワーステアリング装置は、サイズの小型化が求められる。電動パワーステアリング装置を小型にすることで、車両への搭載性が増し、配置の自由度が増し、車両そのものの小型化にも寄与できる。

[0243] 電動パワーステアリング装置に具備されるインバータを構成するコンデンサおよびコイルといった受動素子のサイズダウンがインバータの小型化に直結する。特に、バッテリーから供給された電圧を安定化させるコンデンサのサイズの、インバータ全体に占めるサイズの割合は非常に大きい。したがって、コンデンサは、電動パワーステアリング装置の小型化への弊害となっている。一方、電動パワーステアリング装置の信頼性の要求の高さから、2つの

三相巻線を有するモータを、2台のインバータを使って駆動し、1台のインバータが故障した際にはもう1台のインバータによってモータへの電力供給を継続することが望まれる。

[0244] 先の実施の形態1～7のいずれかの電力変換装置を電動パワーステアリング装置に適用することによって、2台のインバータによるモータへの電力供給の信頼性向上と、コンデンサ電流の低減によるコンデンサの小型化が両立できる。

[0245] 特に、インバータが故障した際にそのインバータと直流電源との間を開放するリレーを備えた電力変換装置の構成に対して、先の実施の形態1～7のいずれかの制御手法を適用することで、以下の効果が得られる。すなわち、故障したインバータに近接して配置されたリレーを開放することによって、故障したインバータによるバッテリーまたは他の車載機器への影響を排除した上で、正常側のインバータによってコンデンサ電流を低減した状態で電動パワーステアリング装置の動作を継続できる。

[0246] 以上、本実施の形態8の電動パワーステアリング装置によれば、先の実施の形態1～7のいずれかの電力変換装置を備えて構成されている。これにより、電動パワーステアリング装置において非常に高い信頼性を確保した上で、コンデンサのサイズダウンを実現できるという従来にない顕著な効果が得られる。

符号の説明

[0247] 1 モータ、2 位置検出器、3 直流電源、4 a, 4 b コンデンサ、5 インダクタンス、6 a, 6 b インバータ、7 a, 7 b 電流検出器、8 a, 8 b 制御器、9 a, 9 b 座標変換器、10 a, 10 b 減算器、11 a, 11 b 減算器、12 a, 12 b 電流制御器、13 a, 13 b 電流制御器、14 a, 14 b 座標変換器、15 a, 15 b オンオフ信号発生器、16 a, 16 b リレー、17 a, 17 b 電流ベクトル位相演算器、100 寄生インダクタンス、101 ハンドル、102 前輪、103 トルク検出器、104 ギア、105 制御指令生成器。

請求の範囲

[請求項1]

複数の半導体スイッチング素子を有し、各半導体スイッチング素子がオンとオフに切り替えられることで、直流電源から出力される直流電圧を三相交流電圧に変換して、前記三相交流電圧を出力する2台のインバータと、

前記インバータごとに個別に対応して、前記直流電源と前記インバータとの間に並列に設けられた2つのコンデンサと、

入力された制御指令値に基づいて、各インバータから出力される前記三相交流電圧の指令値である電圧指令値を演算し、各インバータについて演算した前記電圧指令値に従って、各インバータの各半導体スイッチング素子をオンとオフに切り替えるオンオフ信号を出力する制御部と、

を備え、

前記制御部は、

各インバータについて、前記オンオフ信号のパターンに応じて定まる複数の電圧ベクトルのうち、前記電圧指令値に基づく電圧指令ベクトルに、2番目に位相が近い電圧ベクトルおよび3番目に位相が近い電圧ベクトルが形成されるように前記オンオフ信号を出力する

電力変換装置。

[請求項2]

前記インバータごとに個別に対応して、前記直流電源と前記コンデンサとの間に直列に設けられた2つのリレーをさらに備え、

前記制御部は、

前記2台のインバータのいずれかの故障を検知した場合には、故障側のインバータに対応するリレーを開放する

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2台のインバータの両方の故障を検知しない場合には、各インバータについて、前記複数の電圧ベクトルのうち、前記電圧指令ベ

クトルに位相が最も近い電圧ベクトルが形成されるように前記オンオフ信号を出力する

請求項 1 または 2 に記載の電力変換装置。

[請求項4]

前記制御部は、

各インバータについて、搬送波と前記電圧指令値とを比較することで前記オンオフ信号を出力するように構成され、

前記 2 台のインバータの両方の故障を検知しない場合には、各インバータに対応する前記搬送波の位相を互いに一致させ、前記 2 台のインバータのうち一方のインバータについて演算される前記電圧指令値の平均値が前記搬送波の中心値よりも大きくなるように設定し、他方のインバータについて演算される前記電圧指令値の平均値が前記搬送波の中心値よりも小さくなるように設定する

請求項 3 に記載の電力変換装置。

[請求項5]

前記制御部は、

各インバータについて、搬送波と前記電圧指令値とを比較することで前記オンオフ信号を出力するように構成され、

前記 2 台のインバータの両方の故障を検知しない場合には、各インバータに対応する前記搬送波の位相を互いに 180 度異ならせ、各インバータについて演算される前記電圧指令値の平均値が、前記搬送波の中心値よりも小さくなる、または前記搬送波の中心値よりも大きくなるように設定する

請求項 3 に記載の電力変換装置。

[請求項6]

複数の半導体スイッチング素子を有し、各半導体スイッチング素子がオンとオフに切り替えられることで、直流電源から出力される直流電圧を三相交流電圧に変換して、前記三相交流電圧を出力する 2 台のインバータと、

前記インバータごとに個別に対応して、前記直流電源と前記インバータとの間に並列に設けられた 2 つのコンデンサと、

入力された制御指令値に基づいて、各インバータから出力される前記三相交流電圧の指令値である電圧指令値を演算し、各インバータについて演算した前記電圧指令値に従って、各インバータの各半導体スイッチング素子をオンとオフに切り替えるオンオフ信号を出力する制御部と、

を備え、

前記制御部は、

各インバータについて、前記オンオフ信号のパターンに応じて定まる複数の電圧ベクトルのうち、前記三相交流電圧の出力に伴って供給される電流に基づく電流ベクトルに、2番目に位相が近い電圧ベクトルおよび3番目に位相が近い電圧ベクトルが形成されるように前記オンオフ信号を出力する

電力変換装置。

[請求項7]

前記制御部は、

各インバータについて、搬送波と前記電圧指令値とを比較することで前記オンオフ信号を出力するように構成され、

前記電流ベクトルに位相が最も近い電圧ベクトルが、前記複数の半導体スイッチング素子のうち、高電位側の2つの半導体スイッチング素子をオンにし、低電位側の1つの半導体スイッチング素子をオンにすることで形成される電圧ベクトルである場合、電圧変調方式として、下ベタ2相変調を採用し、

前記電流ベクトルに位相が最も近い電圧ベクトルが、前記複数の半導体スイッチング素子のうち、高電位側の1つの半導体スイッチング素子をオンにし、低電位側の2つの半導体スイッチング素子をオンにすることで形成される電圧ベクトルである場合、前記電圧変調方式として、上ベタ2相変調を採用し、

前記制御部は、

前記下ベタ2相変調を採用する場合、前記電圧指令値のうちの最

小の電圧指令値が前記搬送波の最小値と一致するように、前記電圧指令値を等しくシフトし、3相の中で電圧指令値が最小である最小相以外の残りの2相において、一方の相を搬送波反転相とし、他方の相の搬送波に対して、前記搬送波反転相の搬送波を、中心値を基準に反転させ、

前記上ベタ2相変調を採用する場合、前記電圧指令値のうちの最大の電圧指令値が前記搬送波の最大値と一致するように、前記電圧指令値を等しくシフトし、3相の中で電圧指令値が最大である最大相以外の残りの2相において、一方の相を搬送波反転相とし、他方の相の搬送波に対して、前記搬送波反転相の搬送波を、中心値を基準に反転させる

請求項6に記載の電力変換装置。

[請求項8]

前記制御部は、

前記搬送波をのこぎり波とし、

前記下ベタ2相変調が採用される下ベタ2相変調区間の中央で、前記搬送波反転相を前記一方の相から前記他方の相に切り替え、

前記上ベタ2相変調が採用される上ベタ2相変調区間の中央で、前記搬送波反転相を前記一方の相から前記他方の相に切り替える

請求項7に記載の電力変換装置。

[請求項9]

前記制御部は、

各インバータについて、搬送波と前記電圧指令値とを比較することで前記オンオフ信号を出力するように構成され、

3相の中で電圧指令値が2番目に大きい中間相の搬送波の周波数は、前記中間相以外の残りの2相の搬送波の周波数の2倍となるように設定する

請求項6に記載の電力変換装置。

[請求項10]

前記インバータごとに個別に対応して、前記直流電源と前記コンデンサとの間に直列に設けられた2つのリレーをさらに備え、

前記制御部は、

前記2台のインバータのいずれかの故障を検知した場合、故障側のインバータに対応するリレーを開放する

請求項6から9のいずれか1項に記載の電力変換装置。

[請求項11]

前記制御部は、

前記2台のインバータの両方の故障を検知しない場合には、各インバータについて、前記複数の電圧ベクトルのうち、前記電圧指令値に基づく電圧指令ベクトルに、位相が最も近い電圧ベクトルが形成されるように前記オンオフ信号を出力する

請求項6から10のいずれか1項に記載の電力変換装置。

[請求項12]

前記制御部は、

各インバータについて、搬送波と前記電圧指令値とを比較することで前記オンオフ信号を出力するように構成され、

前記2台のインバータの両方の故障を検知しない場合には、各インバータに対応する前記搬送波の位相を互いに一致させ、前記2台のインバータのうち一方のインバータについて演算される前記電圧指令値の平均値が前記搬送波の中心値よりも大きくなるように設定し、他方のインバータについて演算される前記電圧指令値の平均値が前記搬送波の中心値よりも小さくなるように設定する

請求項11に記載の電力変換装置。

[請求項13]

前記制御部は、

各インバータについて、搬送波と前記電圧指令値とを比較することで前記オンオフ信号を出力するように構成され、

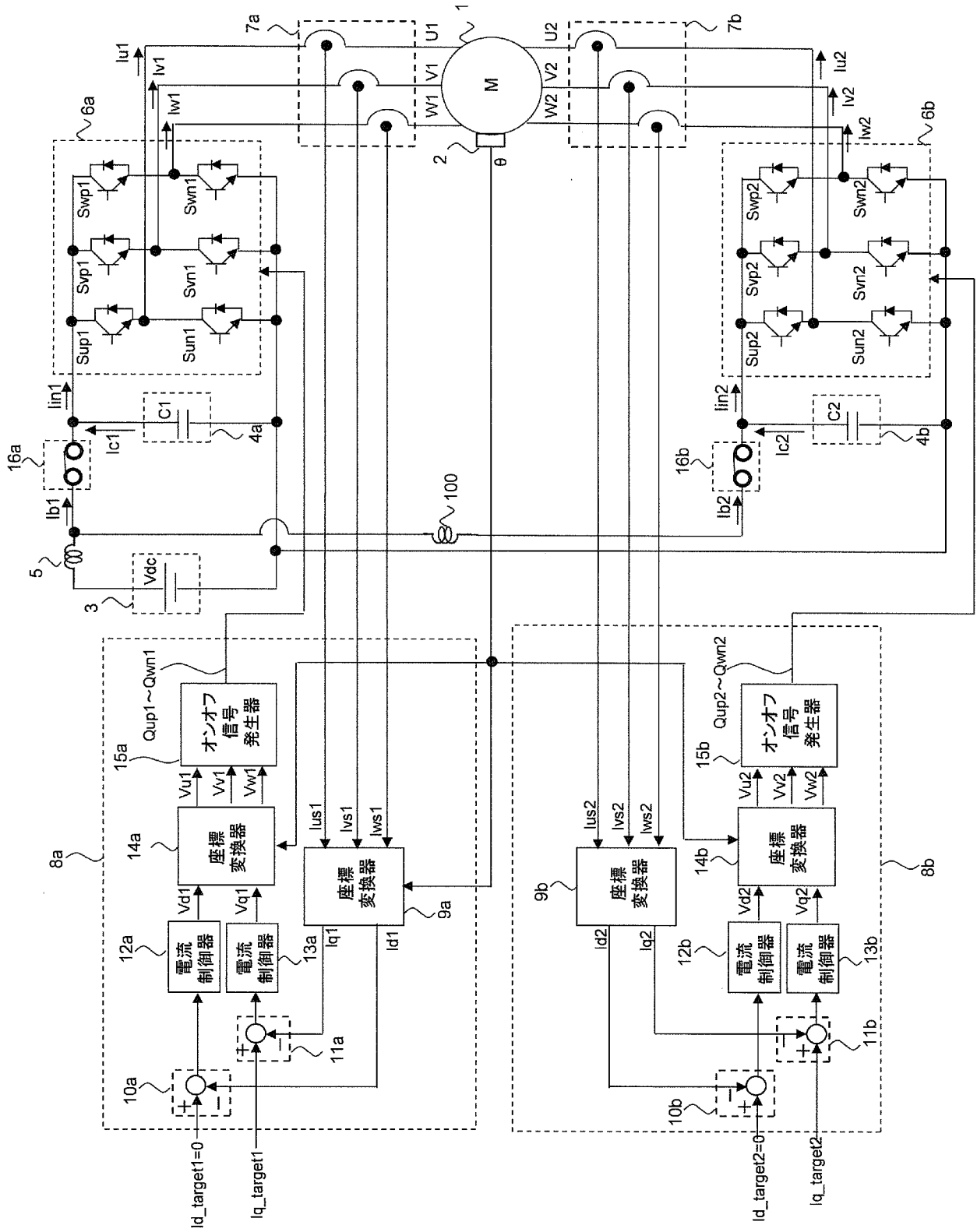
前記2台のインバータの両方の故障を検知しない場合には、各インバータに対応する前記搬送波の位相を互いに180度異ならせ、各インバータについて演算される前記電圧指令値の平均値が、前記搬送波の中心値よりも小さくなる、または前記搬送波の中心値よりも大きくなるように設定する

請求項 1 1 に記載の電力変換装置。

[請求項14]

請求項 1 から 1 3 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置を備えた
電動パワーステアリング装置。

[図1]



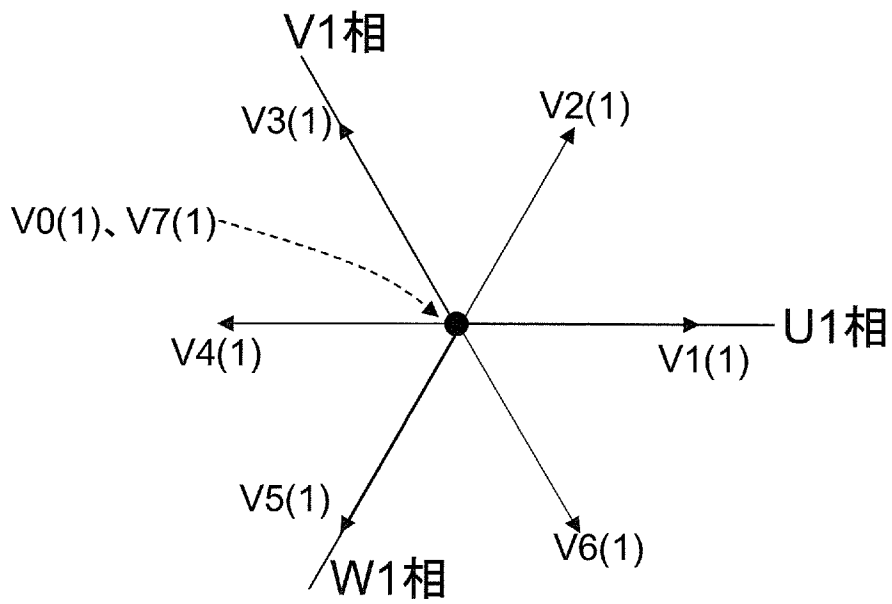
[図2]

θ_{v1} [度]	出力する電圧ベクトル	電圧指令ベクトル $V1^*$ に位相が最も近い電圧ベクトル
30~90	V1(1)、V3(1)	V2(1)
90~150	V2(1)、V4(1)	V3(1)
150~210	V3(1)、V5(1)	V4(1)
210~270	V2(1)、V4(1)	V5(1)
270~330	V5(1)、V1(1)	V6(1)
-30~30	V6(1)、V2(1)	V1(1)

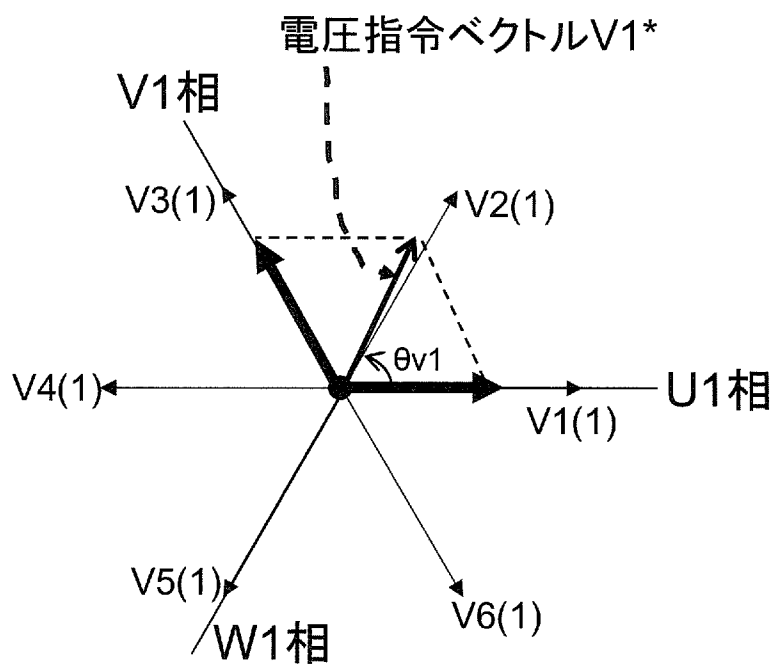
[図3]

Qup1	Qun1	Qvp1	Qvn1	Qwp1	Qwn1	電圧ベクトル	Iin1
0	1	0	1	0	1	V0(1)	0
1	0	0	1	0	1	V1(1)	Iu1
1	0	1	0	0	1	V2(1)	-Iw1
0	1	1	0	0	1	V3(1)	Iv1
0	1	1	0	1	0	V4(1)	-Iu1
0	1	0	1	1	0	V5(1)	Iw1
1	0	0	1	1	0	V6(1)	-Iv1
1	0	1	0	1	0	V7(1)	0

[図4]



[図5]



[図6]

電圧指令ベクトルの 位相条件	有効電圧ベクトル の出力デューティ	有効電圧ベクトル の出力デューティ
$30^\circ \leq \theta_{v1} < 90^\circ$	$D_{1(1)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_{\alpha(1)} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{\beta(1)}}{V_{dc}}$	$D_{3(1)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} V_{\beta(1)}}{V_{dc}}$
$90^\circ \leq \theta_{v1} < 150^\circ$	$D_{2(1)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} V_{\beta(1)}}{V_{dc}}$	$D_{4(1)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{-V_{\alpha(1)} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{\beta(1)}}{V_{dc}}$
$150^\circ \leq \theta_{v1} < 210^\circ$	$D_{3(1)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{-V_{\alpha(1)} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{\beta(1)}}{V_{dc}}$	$D_{5(1)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{-V_{\alpha(1)} - \frac{1}{\sqrt{3}} V_{\beta(1)}}{V_{dc}}$
$210^\circ \leq \theta_{v1} < 270^\circ$	$D_{4(1)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{-V_{\alpha(1)} - \frac{1}{\sqrt{3}} V_{\beta(1)}}{V_{dc}}$	$D_{6(1)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} V_{\beta(1)}}{V_{dc}}$
$270^\circ \leq \theta_{v1} < 330^\circ$	$D_{5(1)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} V_{\beta(1)}}{V_{dc}}$	$D_{1(1)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_{\alpha(1)} - \frac{1}{\sqrt{3}} V_{\beta(1)}}{V_{dc}}$
$-30^\circ \leq \theta_{v1} < 30^\circ$	$D_{6(1)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_{\alpha(1)} - \frac{1}{\sqrt{3}} V_{\beta(1)}}{V_{dc}}$	$D_{2(1)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_{\alpha(1)} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{\beta(1)}}{V_{dc}}$

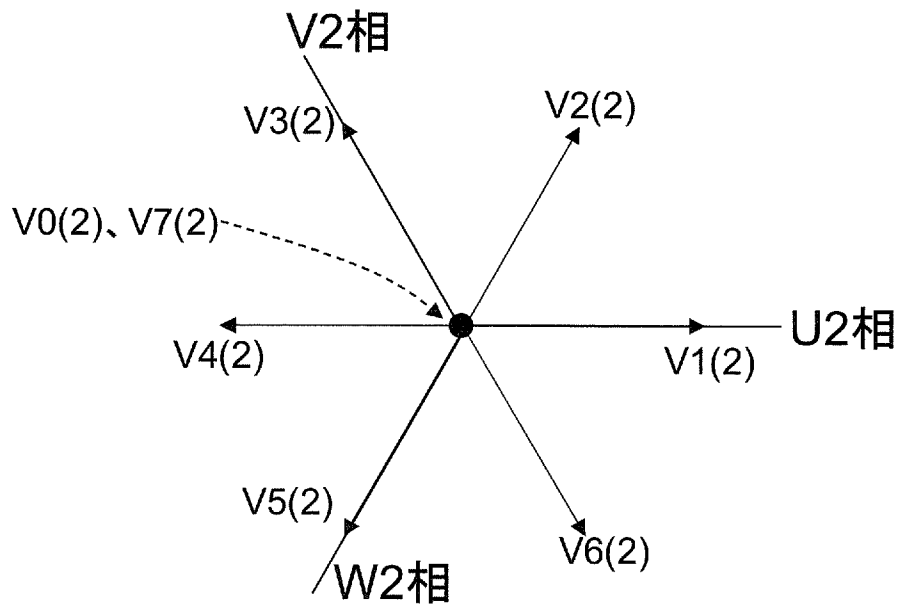
[図7]

θ_{v2} [度]	出力する電圧ベクトル	電圧指令ベクトル $V2^*$ に位相が最も近い電圧ベクトル
30~90	V1(2)、V3(2)	V2(2)
90~150	V2(2)、V4(2)	V3(2)
150~210	V3(2)、V5(2)	V4(2)
210~270	V2(2)、V4(2)	V5(2)
270~330	V5(2)、V1(2)	V6(2)
-30~30	V6(2)、V2(2)	V1(2)

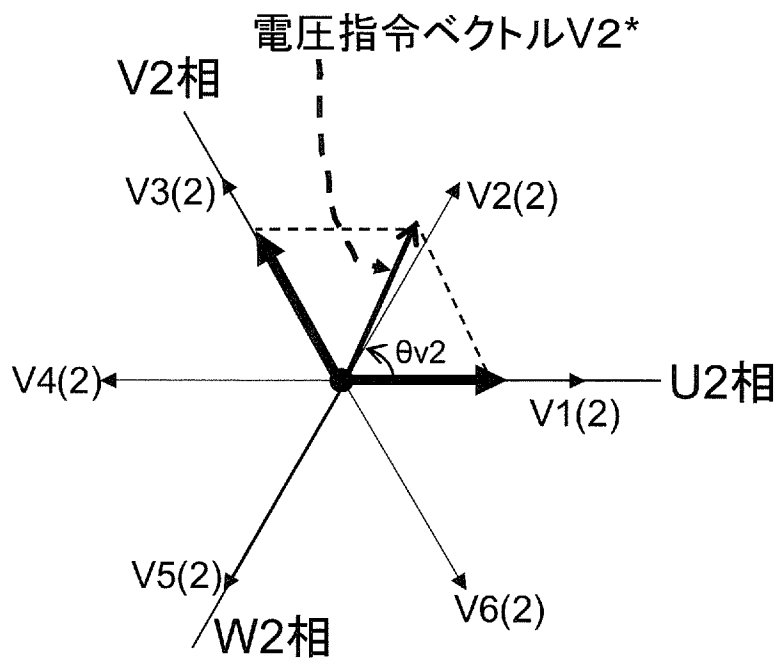
[図8]

Qup2	Qun2	Qvp2	Qvn2	Qwp2	Qwn2	電圧ベクトル	Iin2
0	1	0	1	0	1	V0(2)	0
1	0	0	1	0	1	V1(2)	Iu2
1	0	1	0	0	1	V2(2)	-Iw2
0	1	1	0	0	1	V3(2)	Iv2
0	1	1	0	1	0	V4(2)	-Iu2
0	1	0	1	1	0	V5(2)	Iw2
1	0	0	1	1	0	V6(2)	-Iv2
1	0	1	0	1	0	V7(2)	0

[図9]



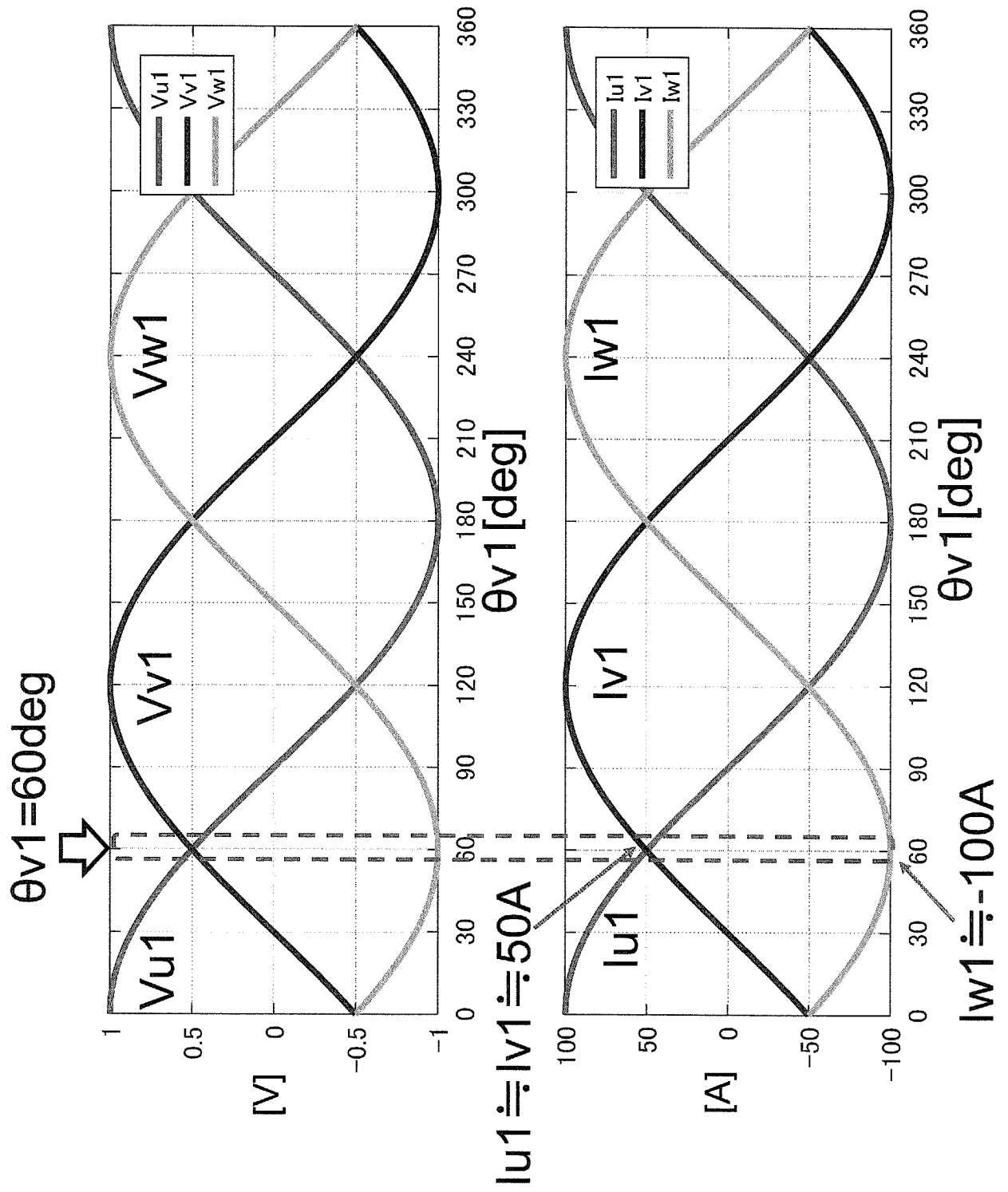
[図10]



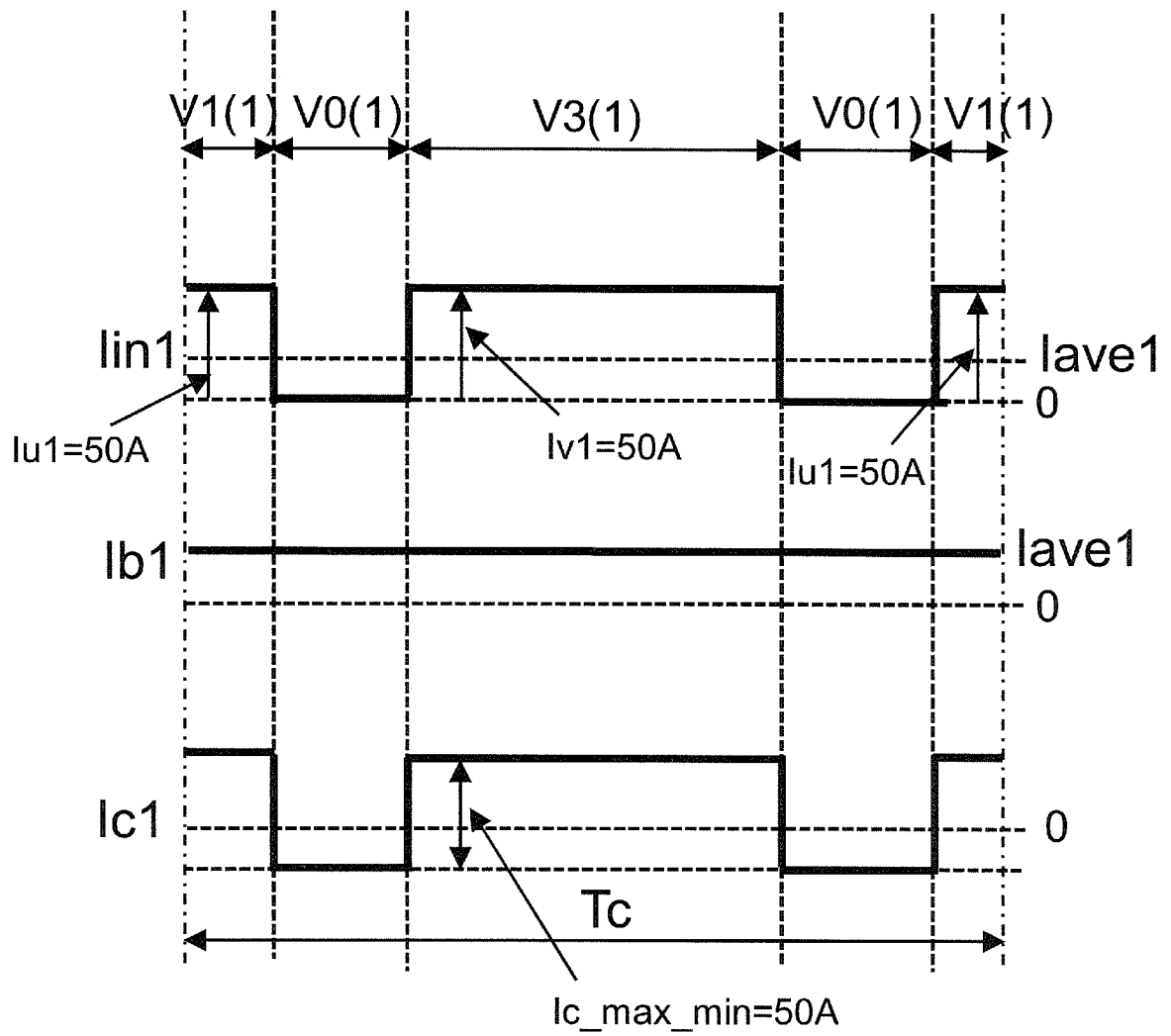
[図11]

電圧指令ベクトルの 位相条件	有効電圧ベクトル の出力デューティ	有効電圧ベクトル の出力デューティ
$30^\circ \leq \theta_{v2} < 90^\circ$	$D_{1(2)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_{\alpha(2)} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{\beta(2)}}{V_{dc}}$	$D_{3(2)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} V_{\beta(2)}}{V_{dc}}$
$90^\circ \leq \theta_{v2} < 150^\circ$	$D_{2(2)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} V_{\beta(2)}}{V_{dc}}$	$D_{4(2)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{-V_{\alpha(2)} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{\beta(2)}}{V_{dc}}$
$150^\circ \leq \theta_{v2} < 210^\circ$	$D_{3(2)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{-V_{\alpha(2)} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{\beta(2)}}{V_{dc}}$	$D_{5(2)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{-V_{\alpha(2)} - \frac{1}{\sqrt{3}} V_{\beta(2)}}{V_{dc}}$
$210^\circ \leq \theta_{v2} < 270^\circ$	$D_{4(2)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{-V_{\alpha(2)} - \frac{1}{\sqrt{3}} V_{\beta(2)}}{V_{dc}}$	$D_{6(2)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{-\frac{2}{\sqrt{3}} V_{\beta(2)}}{V_{dc}}$
$270^\circ \leq \theta_{v2} < 330^\circ$	$D_{5(2)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{-\frac{2}{\sqrt{3}} V_{\beta(2)}}{V_{dc}}$	$D_{1(2)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_{\alpha(2)} - \frac{1}{\sqrt{3}} V_{\beta(2)}}{V_{dc}}$
$-30^\circ \leq \theta_{v2} < 30^\circ$	$D_{6(2)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_{\alpha(2)} - \frac{1}{\sqrt{3}} V_{\beta(2)}}{V_{dc}}$	$D_{2(2)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_{\alpha(2)} + \frac{1}{\sqrt{3}} V_{\beta(2)}}{V_{dc}}$

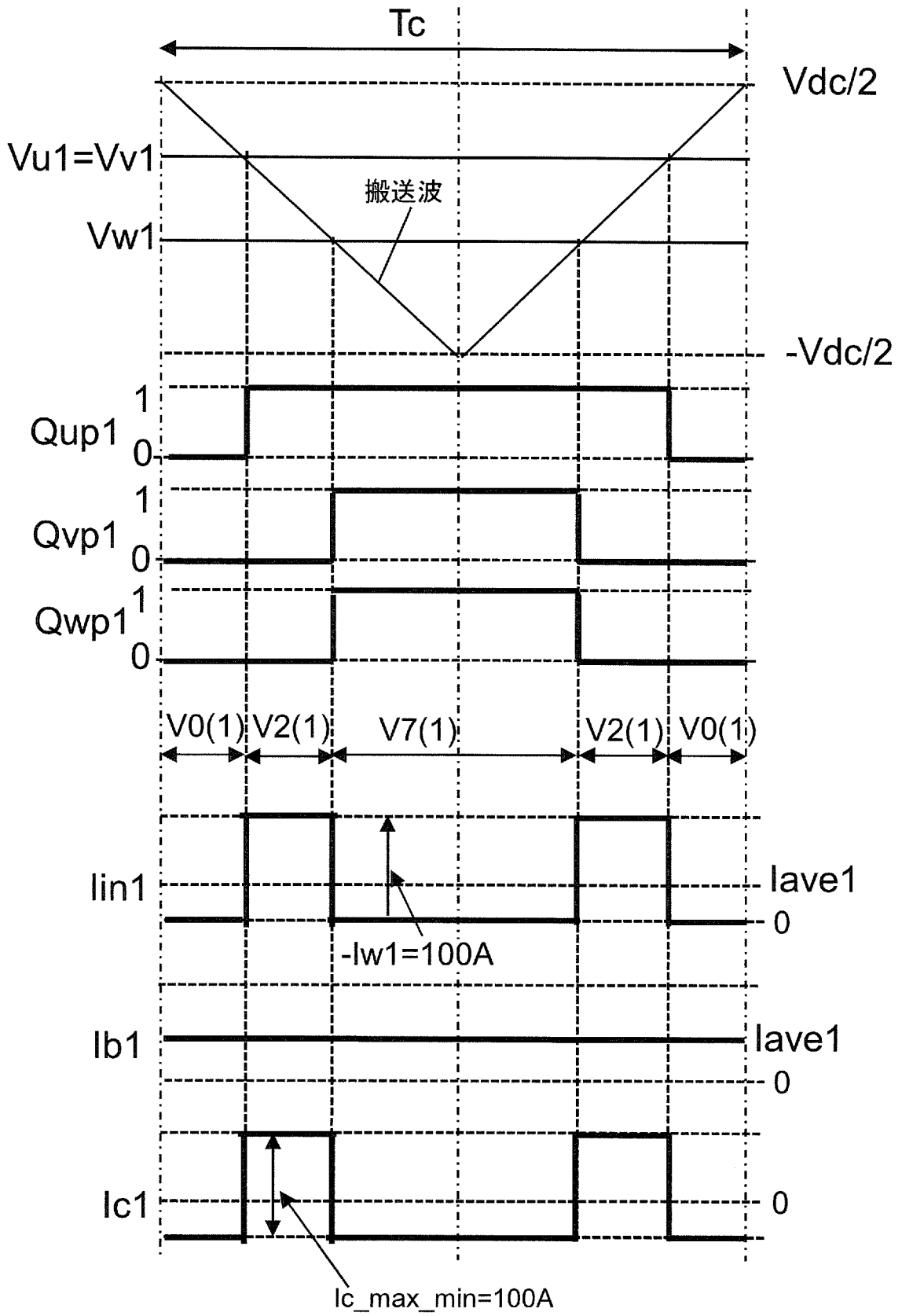
[図12]



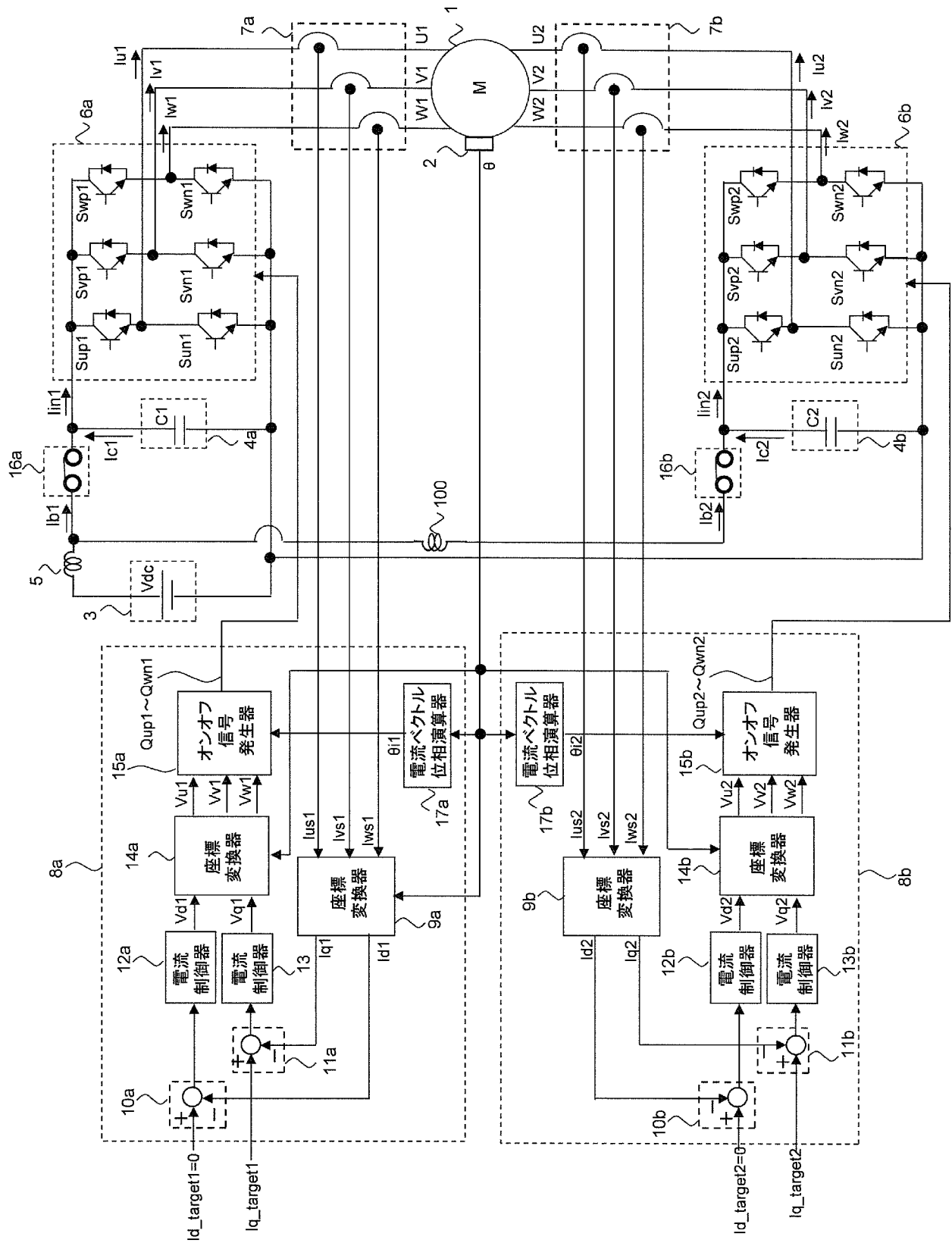
[図13]



[図14]



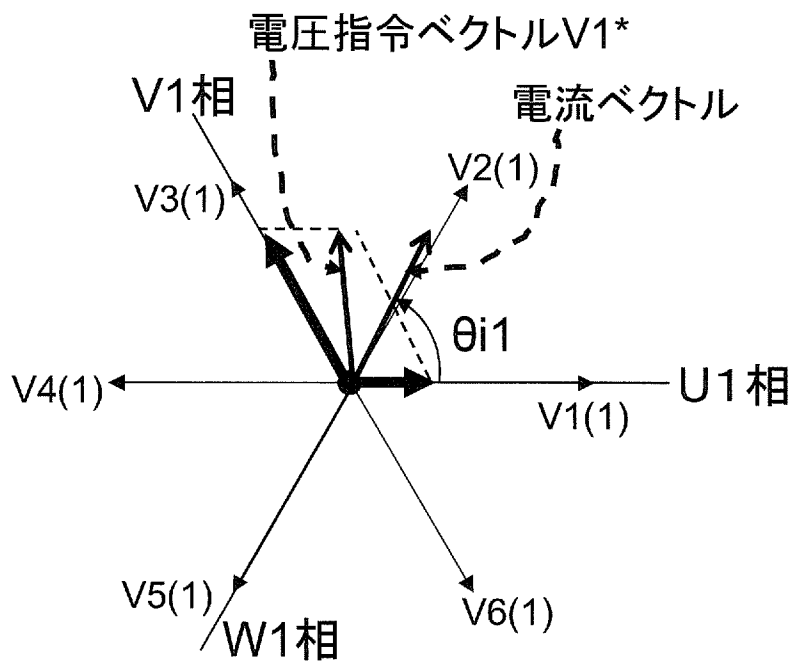
[図15]



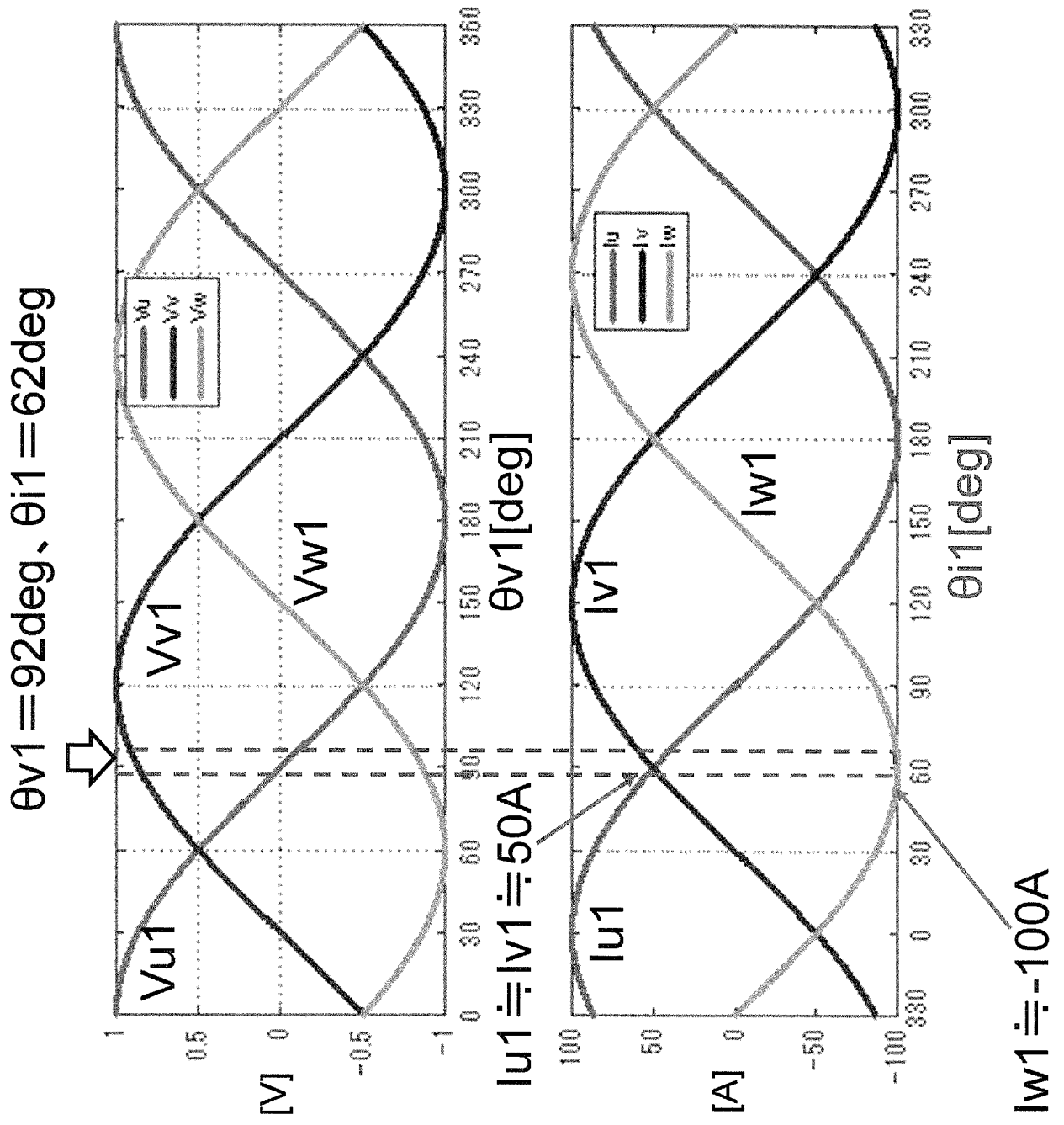
[図16]

θ_{i1} [度]	出力する電圧ベクトル	電流ベクトルに位相が最も近い電圧ベクトル
30~90	V1(1)、V3(1)	V2(1)
90~150	V2(1)、V4(1)	V3(1)
150~210	V3(1)、V5(1)	V4(1)
210~270	V2(1)、V4(1)	V5(1)
270~330	V5(1)、V1(1)	V6(1)
-30~30	V6(1)、V2(1)	V1(1)

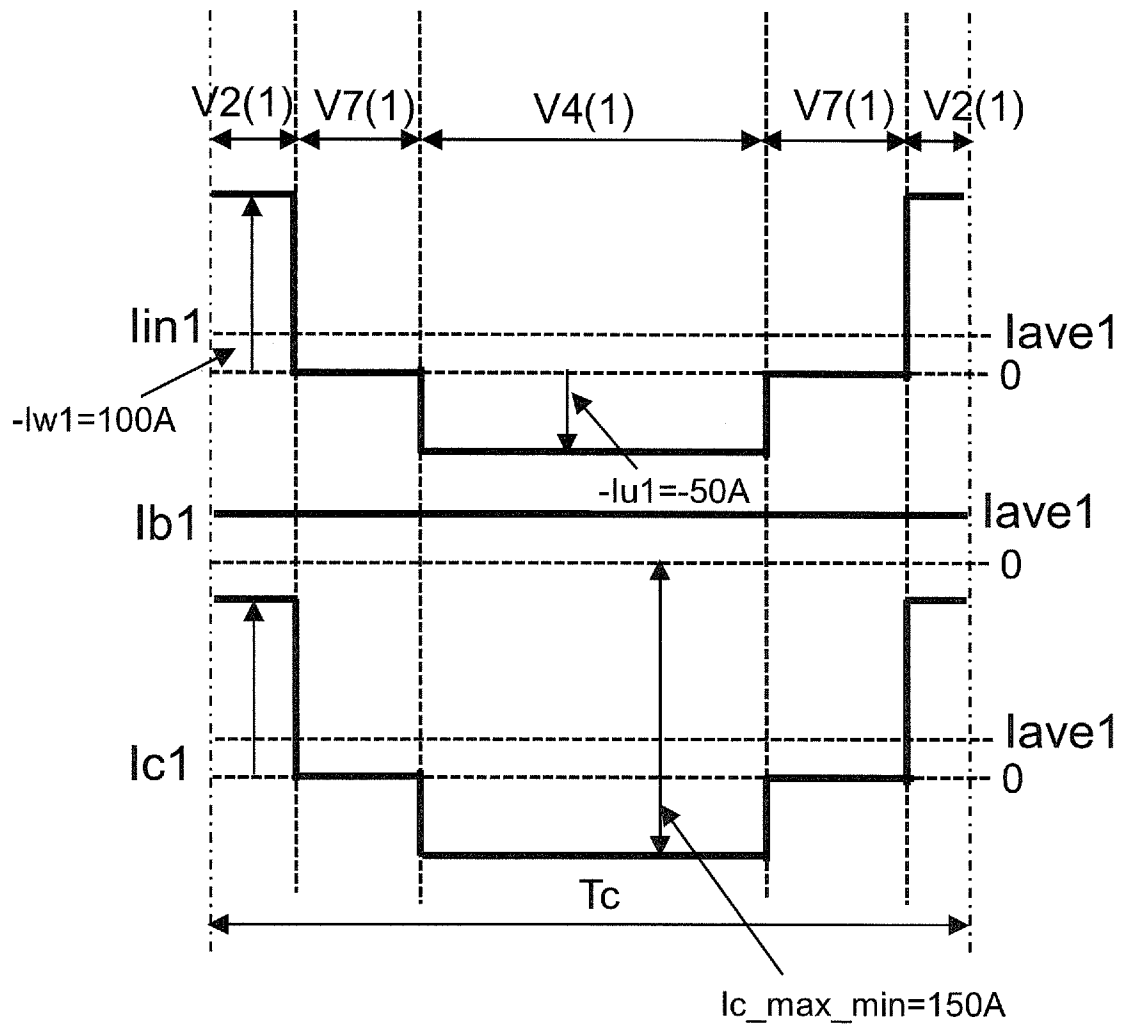
[図17]



[図18]



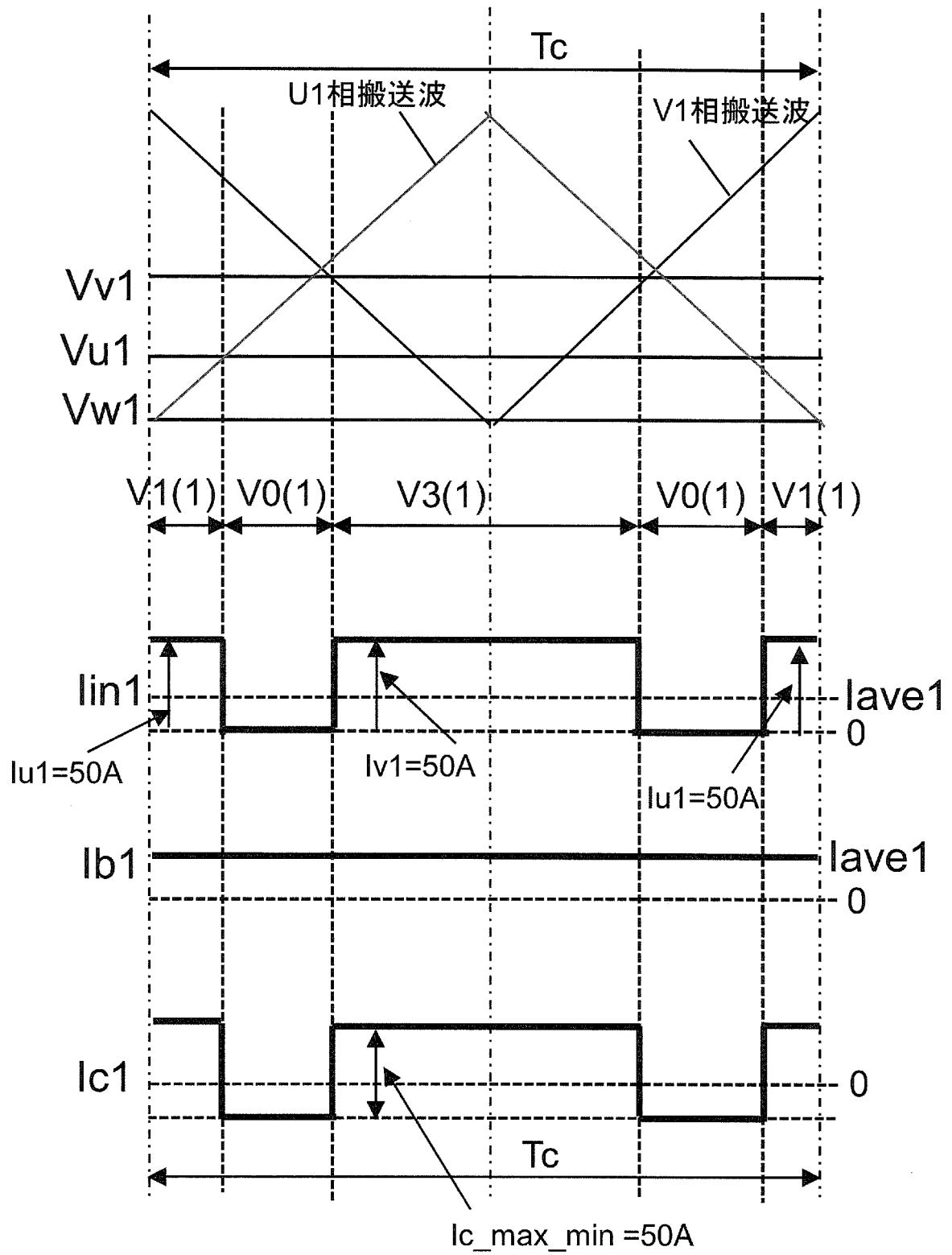
[図19]



[図20]

θ_{i1} [deg]	電流ベクトルに位相が最も近い電圧ベクトル	電圧変調方式	搬送波反転相
30~90	V2(1)	下ベタ2相変調	最小相以外の2相のうちの1相
90~150	V3(1)	上ベタ2相変調	最大相以外の2相のうちの1相
150~210	V4(1)	下ベタ2相変調	最小相以外の2相のうちの1相
210~270	V5(1)	上ベタ2相変調	最大相以外の2相のうちの1相
270~330	V6(1)	下ベタ2相変調	最小相以外の2相のうちの1相
330~30	V1(1)	上ベタ2相変調	最大相以外の2相のうちの1相

[図21]



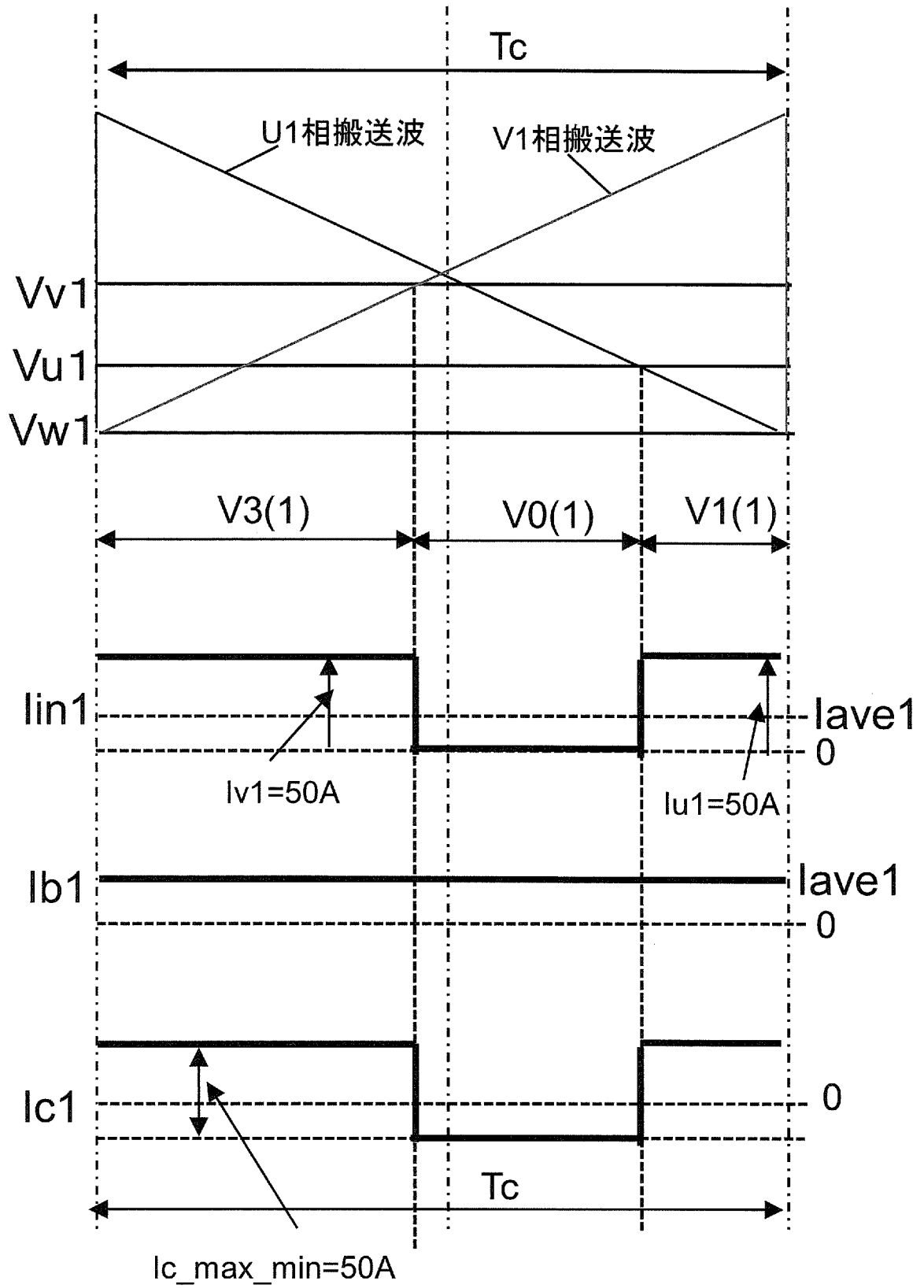
[図22]

θ_{i2} [deg]	電流ベクトルに位相が最も近い電圧ベクトル	電圧変調方式	搬送波反転相
30~90	V2(2)	下ベタ2相変調	最小相以外の2相のうちの1相
90~150	V3(2)	上ベタ2相変調	最大相以外の2相のうちの1相
150~210	V4(2)	下ベタ2相変調	最小相以外の2相のうちの1相
210~270	V5(2)	上ベタ2相変調	最大相以外の2相のうちの1相
270~330	V6(2)	下ベタ2相変調	最小相以外の2相のうちの1相
330~30	V1(2)	上ベタ2相変調	最大相以外の2相のうちの1相

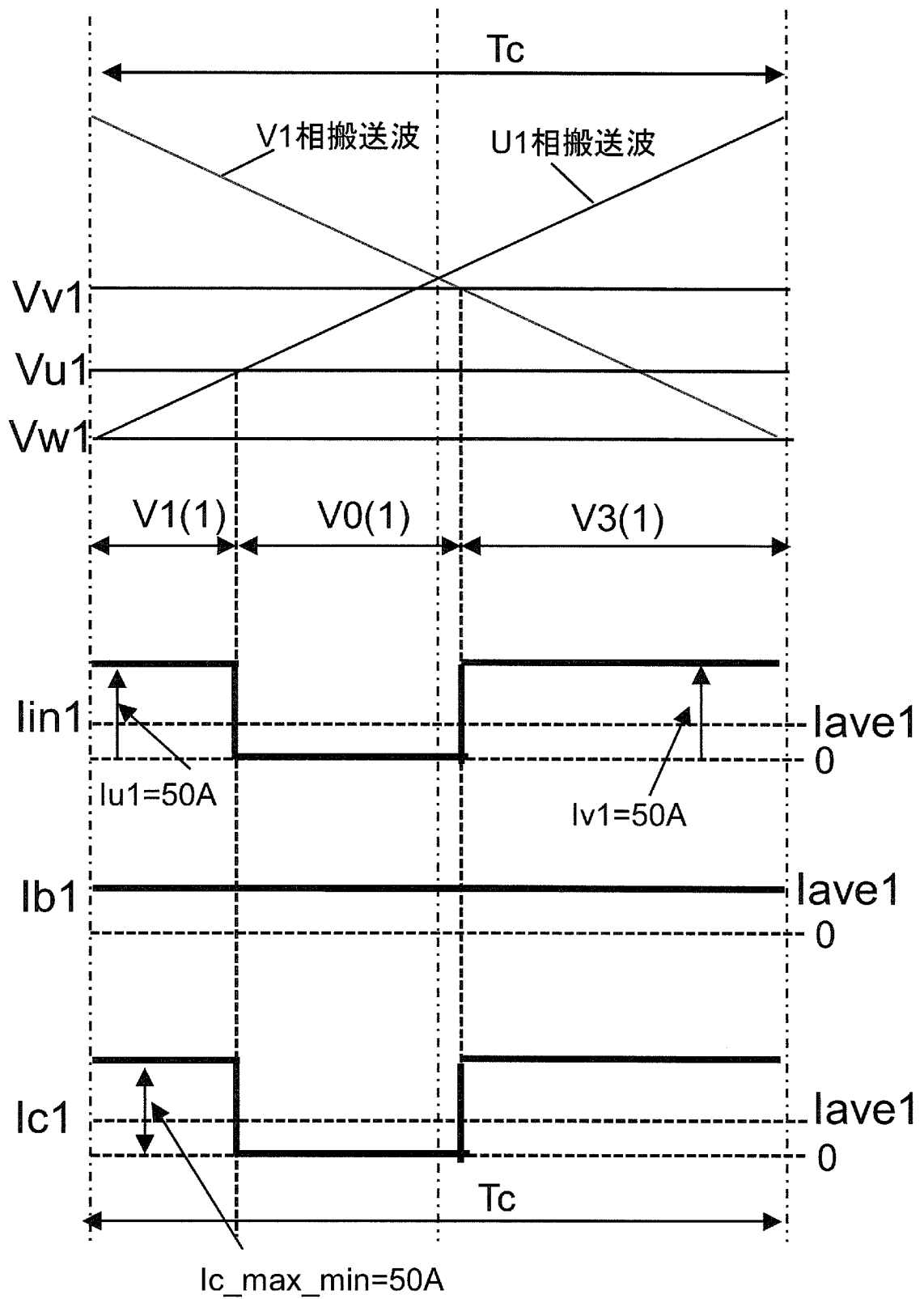
[図23]

θ_{i1} [deg]	電流ベクトルに位相が最も近い電圧ベクトル	電圧変調方式	搬送波反転相
30~60	V2(1)	下ベタ2相変調	最小相以外の2相のうちの1相
60~90			残りの1相
90~120	V3(1)	上ベタ2相変調	最大相以外の2相のうちの1相
120~150			残りの1相
150~180	V4(1)	下ベタ2相変調	最小相以外の2相のうちの1相
180~210			残りの1相
210~240	V5(1)	上ベタ2相変調	最大相以外の2相のうちの1相
240~270			残りの1相
270~300	V6(1)	下ベタ2相変調	最小相以外の2相のうちの1相
300~330			残りの1相
330~0	V1(1)	上ベタ2相変調	最大相以外の2相のうちの1相
0~30			残りの1相

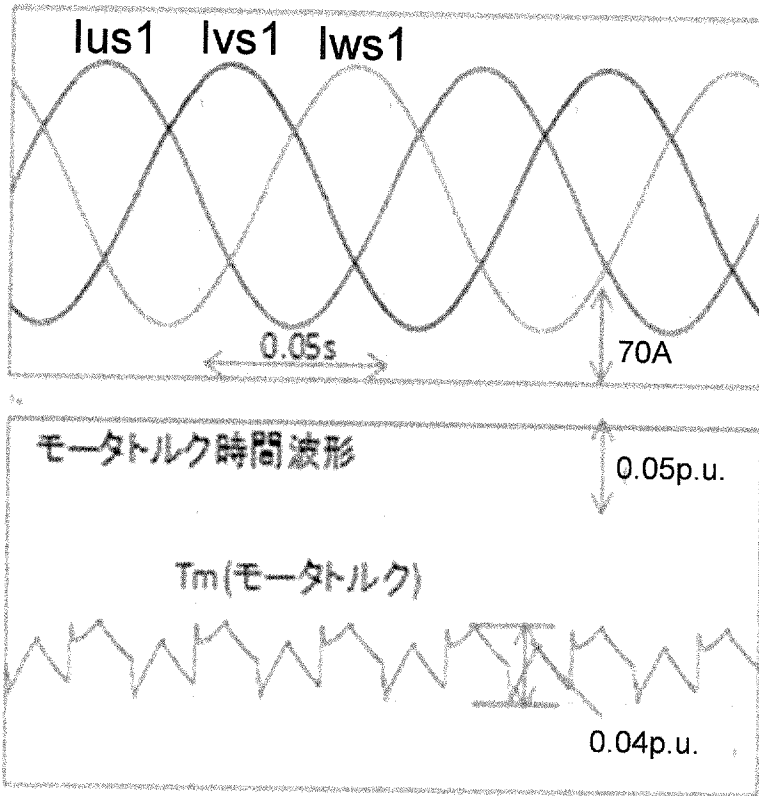
[図24]



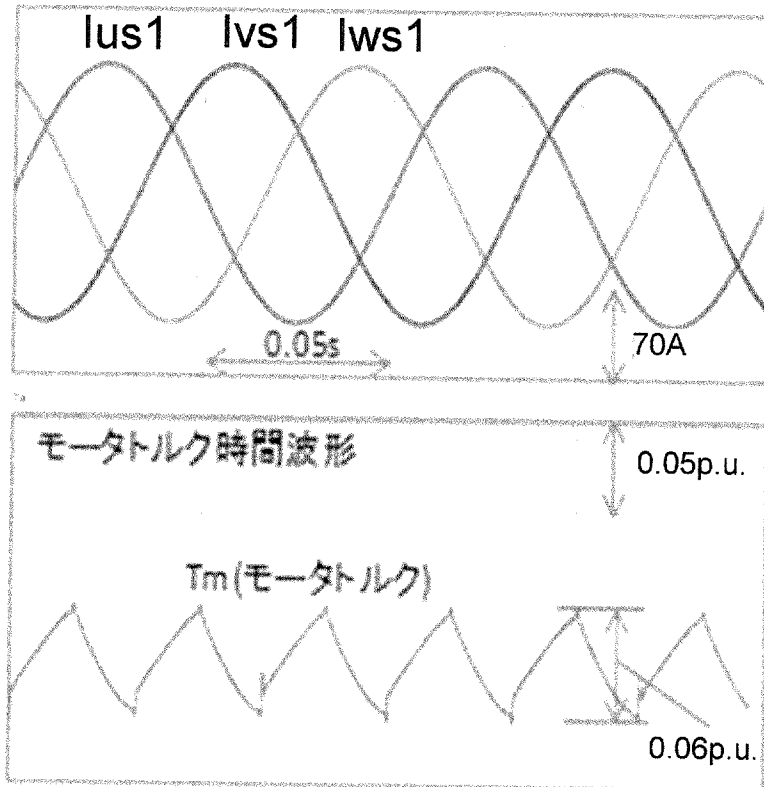
[図25]



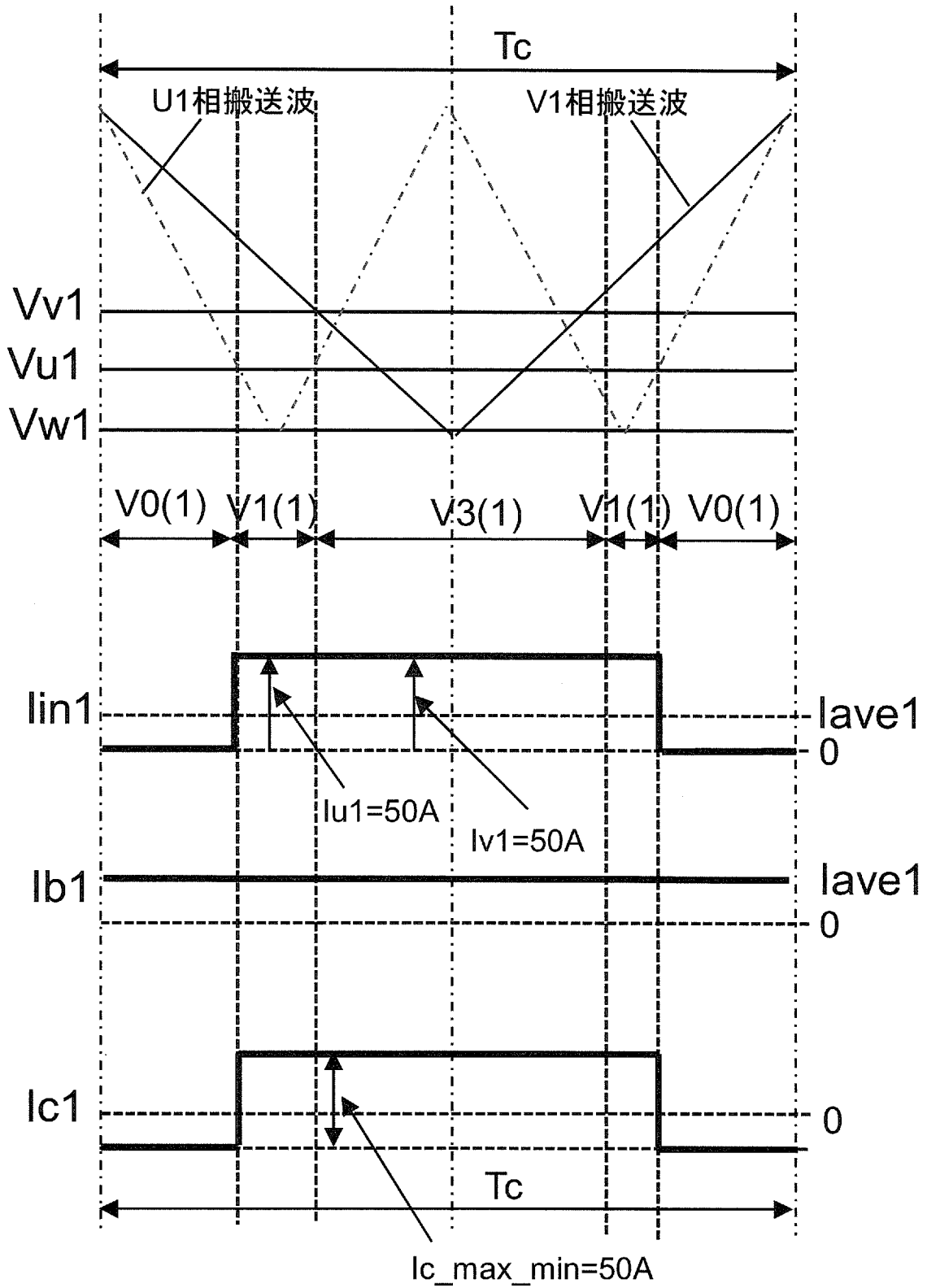
[図26]



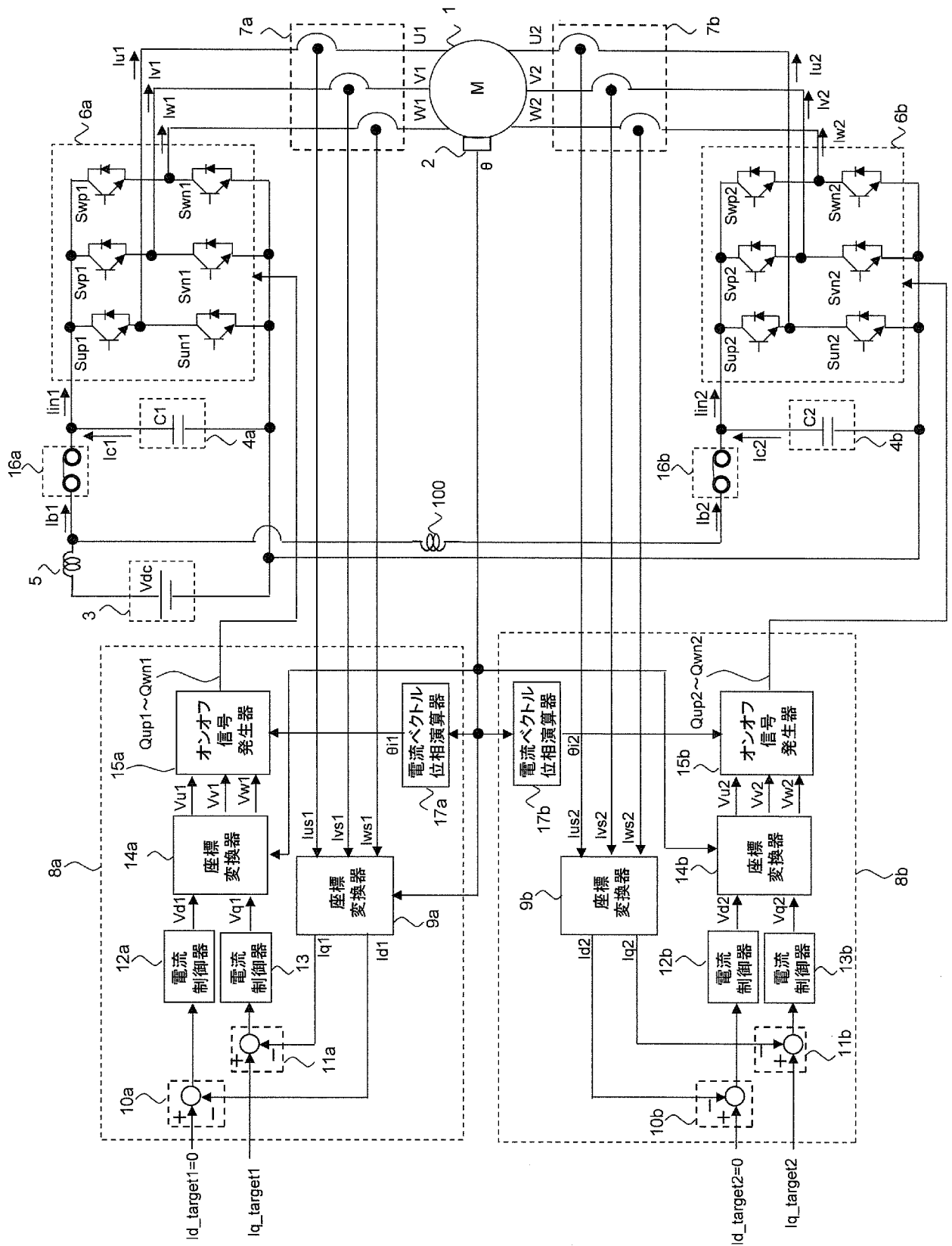
[図27]



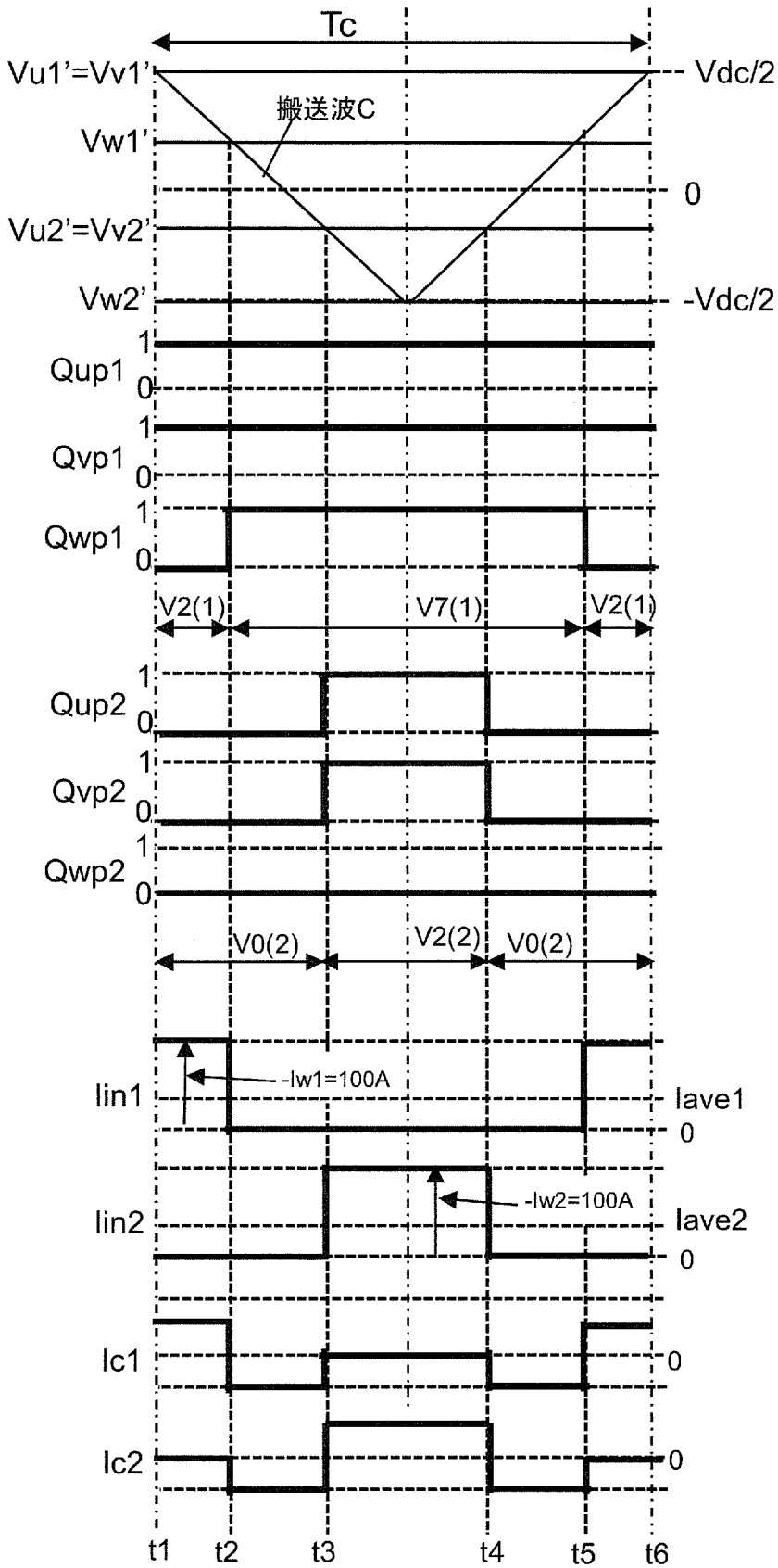
[図28]



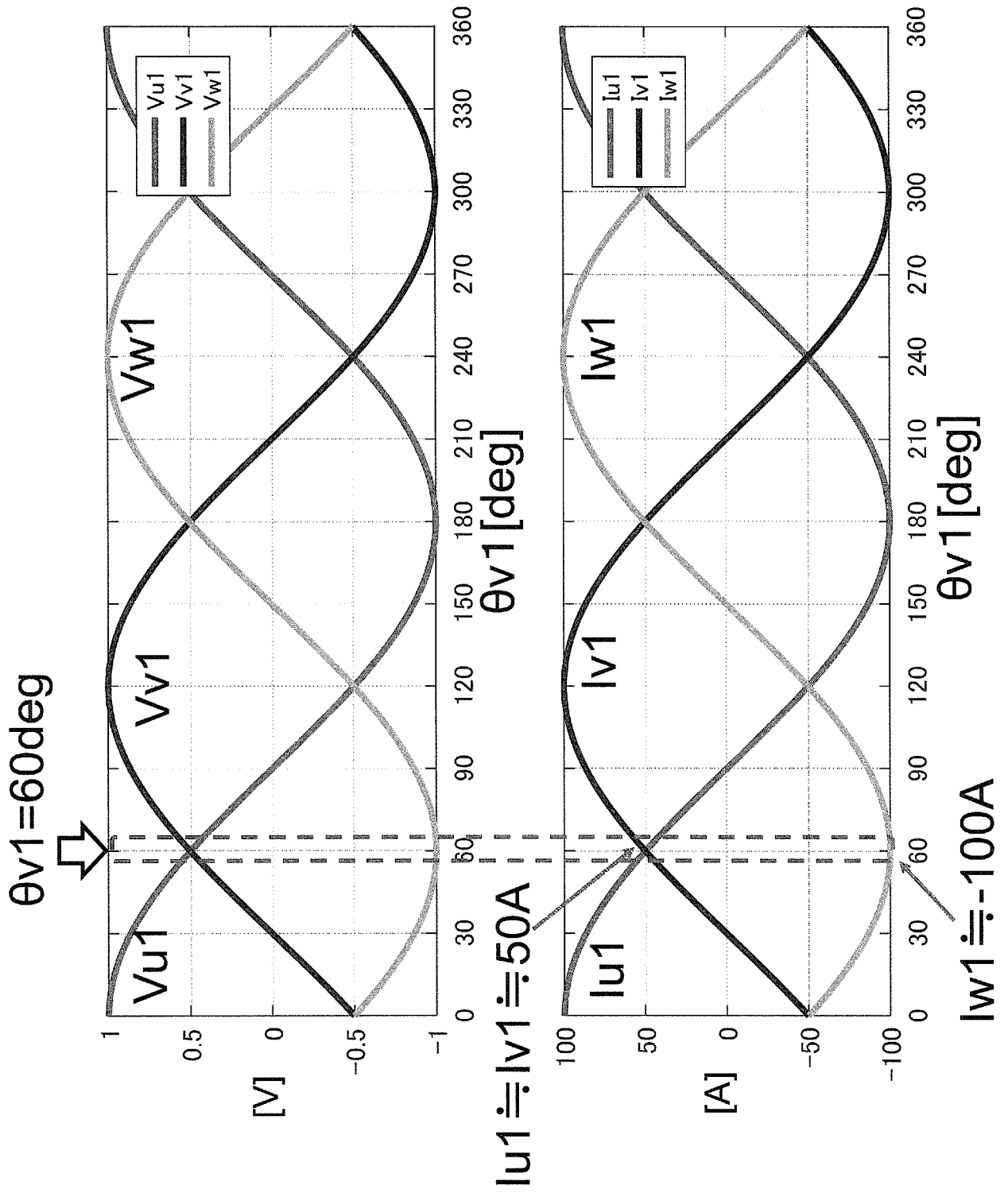
[図29]



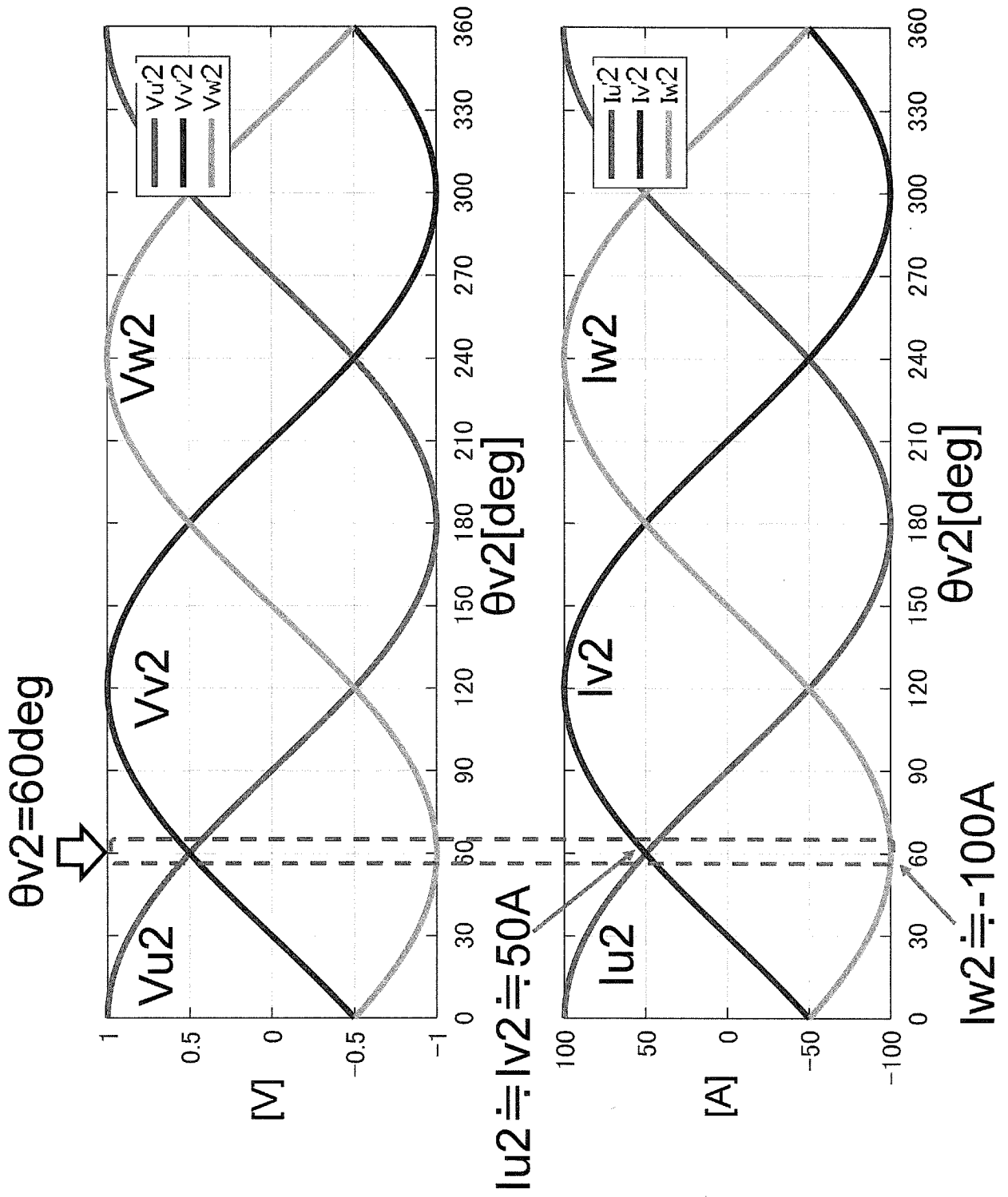
[図30]



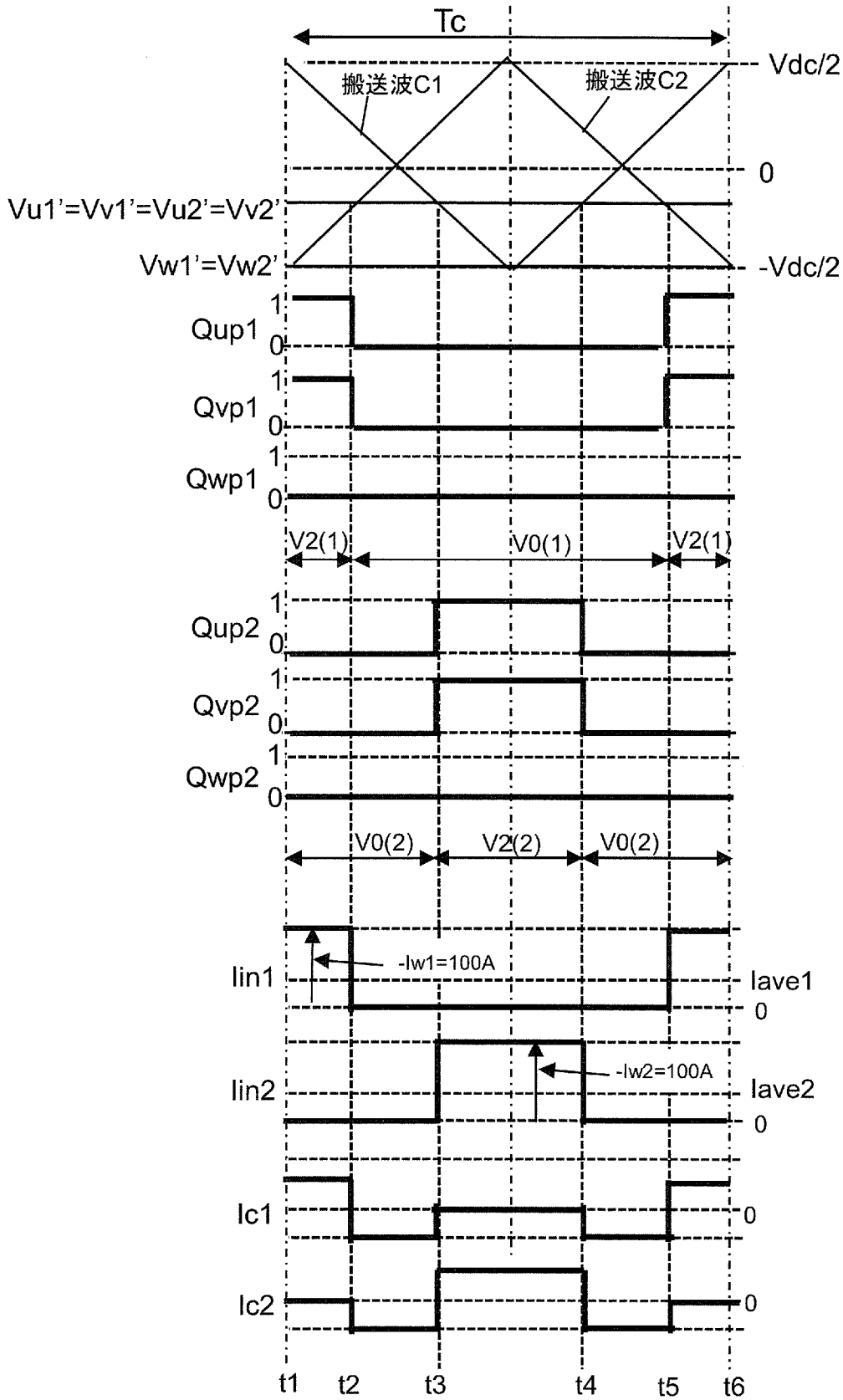
[図31]



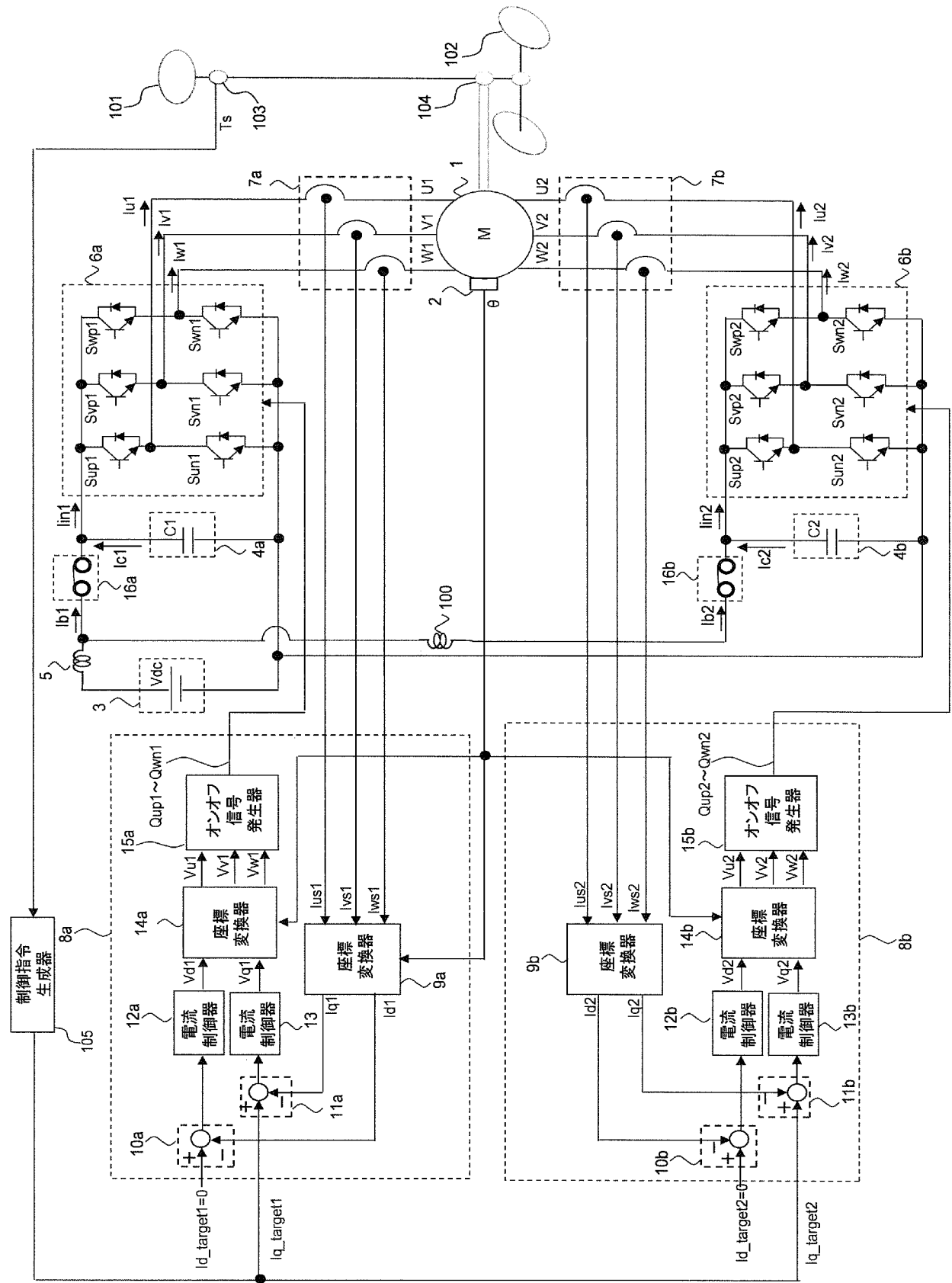
[図32]



[図33]



[図34]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2017/029827

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H02P27/06(2006.01)i, H02P25/22(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)
H02P27/06, H02P25/22

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	1996-2017
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2017	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2017

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	WO 2015/166528 A1 (Mitsubishi Electric Corp.), 05 November 2015 (05.11.2015), paragraphs [0098] to [0110]; fig. 1 to 13 & US 2017/0019048 A1 paragraphs [0115] to [0127] & EP 3139490 A1	1-14
A	JP 2015-231286 A (Denso Corp.), 21 December 2015 (21.12.2015), paragraphs [0006] to [0007], [0011] to [0063]; fig. 1 to 9 (Family: none)	1-14

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

* Special categories of cited documents:	"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
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search 20 October 2017 (20.10.17)	Date of mailing of the international search report 31 October 2017 (31.10.17)
---	--

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/JP2017/029827

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 2015/068300 A1 (Mitsubishi Electric Corp.), 14 May 2015 (14.05.2015), entire text; all drawings & US 2016/0190972 A1 entire text; all drawings & EP 3070835 A1	1-14
A	US 2015/0102758 A1 (SAMSUNG ELECTRO-MECHANICS CO., LTD.), 16 April 2015 (16.04.2015), entire text; all drawings (Family: none)	1-14

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） Int.Cl. H02P27/06(2006.01)i, H02P25/22(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. H02P27/06, H02P25/22											
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 <table style="width:100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width:30%;">日本国実用新案公報</td> <td>1922-1996年</td> </tr> <tr> <td>日本国公開実用新案公報</td> <td>1971-2017年</td> </tr> <tr> <td>日本国実用新案登録公報</td> <td>1996-2017年</td> </tr> <tr> <td>日本国登録実用新案公報</td> <td>1994-2017年</td> </tr> </table>				日本国実用新案公報	1922-1996年	日本国公開実用新案公報	1971-2017年	日本国実用新案登録公報	1996-2017年	日本国登録実用新案公報	1994-2017年
日本国実用新案公報	1922-1996年										
日本国公開実用新案公報	1971-2017年										
日本国実用新案登録公報	1996-2017年										
日本国登録実用新案公報	1994-2017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	WO 2015/166528 A1（三菱電機株式会社）2015.11.05, 段落[0098]-[0110], 図1-13 & US 2017/0019048 A1, 段落[0115]-[0127] & EP 3139490 A1	1-14									
A	JP 2015-231286 A（株式会社デンソー）2015.12.21, 段落[0006]-[0007], [0011]-[0063], 図1-9（ファミリーなし）	1-14									
A	WO 2015/068300 A1（三菱電機株式会社）2015.05.14, 全文, 全図 & US 2016/0190972 A1, 全文, 全図 & EP 3070835 A1	1-14									
☑ 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 20.10.2017		国際調査報告の発送日 31.10.2017									
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） 池田 貴俊	3V 9256								
		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
A	US 2015/0102758 A1 (SAMSUNG ELECTRO-MECHANICS CO., LTD.) 2015.04.16, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-14