



(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, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR),

OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

明 細 書

発明の名称：

交流電動機の制御装置、交流電動機駆動システム、流体圧制御システム、位置決めシステム

技術分野

[0001] 本発明は、交流電動機の制御装置と、これを利用した交流電動機駆動システム、流体圧制御システムおよび位置決めシステムとに関する。

背景技術

[0002] 産業、家電、自動車等の様々な分野において、三相交流電動機が幅広く用いられている。特に、小型・高効率の永久磁石型同期電動機（Permanent Magnet Synchronous Motor）（以下、PMSMと略す）の適用が増加傾向にある。

[0003] 従来、交流電動機の回転速度やトルクを高精度に制御するためには、電動機の回転状態を検出する回転速度センサ（あるいは、PMSMの場合は回転位置センサ）と、電動機の各相に流れる相電流を検出する相電流センサとが必要であった。しかし、これらのセンサ類を用いると、故障率の上昇、検出結果のばらつき、取り付け精度、取り付けスペース等の問題が生じる。そのため、センサを用いずに電動機の回転状態や相電流を検出できるようにするセンサレス化が望ましい。

[0004] 相電流のセンサレス化を実現するための方法は、たとえば下記の特許文献1、2に記載されている。

[0005] 特許文献1の相電流検出方法では、電動機の駆動を制御するインバータの直流側に流れる電流を検出し、その検出結果に基づいてスイッチング前後の電流変化分を求めることで、各相の相電流を求めている。

[0006] 特許文献2の相電流検出方法では、1周期内で3相のうち2相のスイッチング素子をスイッチングする2相変調方式のパルス幅変調（PWM）において、三角波キャリア信号の連続する2つの山または谷の部分で、互いに180度位相が異なる基本電圧ベクトル成分を交互に出力する。そして、インバータ

の直流母線上に設けられたシャント抵抗に流れる電流をこのタイミングで検出し、アナログデジタル変換してマイコンに取り込む。これにより、電流検出のタイミングを固定化して、安価なマイコンを利用可能としている。

先行技術文献

特許文献

[0007] 特許文献1：日本国特開平8－19263号公報

特許文献2：日本国特開2005－12934号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0008] 電動機の駆動中、シャント抵抗には、各相のスイッチ状態に応じて、U、V、W相のうちいずれか一相の相電流に応じた電流が流れる。したがって、各相のスイッチ状態の切り替えに同期したタイミングでシャント抵抗の電流を検出することで、上記のような相電流のセンサレス化を実現することができる。

[0009] しかし、一般的なPWMの場合、キャリア信号の半周期ごとにスイッチ状態の切り替えが発生し、その発生タイミングは一定ではない。したがって、特許文献1のような相電流検出方法では、キャリア信号の半周期内に、電流検出および検出値のアナログデジタル変換を2回ずつ行う必要がある。また、スイッチ状態の切り替えに応じて、電流の検出タイミングを変化させる必要もある。こうした機能を実現可能なマイコンは高価であるため、装置のコストアップにつながるという課題がある。また、検出される電流は、スイッチ状態の切り替えに伴って発生する電流リプル等の誤差を含むため、トルク制御の精度が劣化してしまうという課題もある。

[0010] 一方、特許文献2のような相電流検出方法では、三角波キャリア信号の山または谷のタイミングでシャント抵抗に流れる電流を検出できるため、上記のようなコストアップに関する課題は生じない。しかし、先のPWM期間（第1の期間）では、本来の電圧指令ベクトルよりも大きくなるように電圧指令ベクトルを補正して出力し、それに続くPWM期間（第2の期間）では、第1の期

間における電圧指令ベクトルと180度位相が異なる電圧指令ベクトルを出力することにより、本来の電圧指令ベクトルに合わせている。そのため、第1の期間における電流リップルが増大し、その結果、電流検出値は大きな検出誤差を含んだものとなる。したがって、トルク制御の精度が劣化してしまうという課題を克服することはできない。

[0011] 本発明の目的は、以上説明したような従来の相電流検出方法における課題に鑑みて、安価なマイコンを用いて高精度に相電流を検出可能な交流電動機の制御装置を提供することにある。

課題を解決するための手段

[0012] 本発明の第1の態様による交流電動機の制御装置は、三相の交流電動機と接続されたインバータに接続され、インバータにおいて正極側と負極側にそれぞれ三相ずつ設けられたスイッチング素子のスイッチング状態に応じて交流電動機の駆動を制御するものである。インバータは、スイッチング素子のスイッチング状態に応じて、8通りの電圧ベクトルを交流電動機に出力可能であり、電圧ベクトルは、正極側の全てのスイッチング素子がオンであり、負極側の全てのスイッチング素子がオフであるスイッチング状態と、正極側の全てのスイッチング素子がオフであり、負極側の全てのスイッチング素子がオンであるスイッチング状態とにそれぞれ対応する2種類の零ベクトルを含む。この交流電動機の制御装置は、零ベクトルを除くいずれかの電圧ベクトルを第1の電圧ベクトルとして出力するようにインバータを制御し、第1の電圧ベクトルを出力した後、零ベクトルを除いた第1の電圧ベクトルとは異なるいずれかの電圧ベクトルを、第2の電圧ベクトルとして出力するようにインバータを制御し、第2の電圧ベクトルを出力した後、零ベクトルを出力するようにインバータを制御し、零ベクトルを出力した後、第1の電圧ベクトルを反転した電圧ベクトルを第3の電圧ベクトルとして出力するようにインバータを制御することにより、交流電動機の駆動を制御する。

本発明の第2の態様によると、第1の態様の交流電動機の制御装置は、第1の電圧ベクトル、第2の電圧ベクトル、零ベクトルおよび第3の電圧ベク

トルを繰り返して順次出力するようにインバータを制御し、第1の電圧ベクトルおよび第3の電圧ベクトルとして、前回とは異なる種類の電圧ベクトルをそれぞれ出力するようにインバータを制御することが好ましい。

本発明の第3の態様によると、第1または第2の態様の交流電動機の制御装置は、第1の電圧ベクトルおよび第3の電圧ベクトルの出力期間中に、インバータの直流母線に流れる直流電流の検出結果に基づいて、交流電動機の相電流を求める電流推定部を備えることが好ましい。

本発明の第4の態様によると、第1乃至第3のいずれか一態様の交流電動機の制御装置は、三相の電圧指令を発生する電圧指令発生部と、電圧指令を補正する電圧補正部と、電圧補正部により補正された補正後の電圧指令と、所定周期の三角波キャリアとを比較し、その比較結果に基づいて三相のPWM波形を発生するPWM発生部と、を備え、PWM発生部により発生されたPWM波形をインバータに出力することで、スイッチング素子のスイッチング状態を制御して、交流電動機の駆動を制御することが好ましい。

本発明の第5の態様によると、第4の態様の交流電動機の制御装置において、電圧補正部は、三角波キャリアの連続する2周期のうち最初の周期では、三相の電圧指令で中間の電圧指令を0とし、さらに三相の電圧指令で最大の電圧指令および最小の電圧指令をシフトさせることにより、電圧指令を補正し、最初の周期に続く次の周期では、最小の電圧指令を0とし、さらに最大の電圧指令および中間の電圧指令をシフトさせることにより、電圧指令を補正することが好ましい。

本発明の第6の態様によると、第5の態様の交流電動機の制御装置において、電圧補正部は、最初の周期の前半期間では、最大の電圧指令と中間の電圧指令の差分に基づいて最大の電圧指令に対するシフト量を決定すると共に、最小の電圧指令と中間の電圧指令の差分および所定の必要シフト量に基づいて最小の電圧指令に対するシフト量を決定し、最初の周期の後半期間では、補正後の電圧指令が0となるように最大の電圧指令に対するシフト量を決定すると共に、必要シフト量に基づいて最小の電圧指令に対するシフト量を

決定し、次の周期の前半期間では、最大の電圧指令と最小の電圧指令の差分に基づいて最大の電圧指令に対するシフト量を決定すると共に、必要シフト量に基づいて中間の電圧指令に対するシフト量を決定し、次の周期の後半期間では、補正後の電圧指令が0となるように最大の電圧指令に対するシフト量を決定すると共に、中間の電圧指令と最小の電圧指令の差分および必要シフト量に基づいて中間の電圧指令に対するシフト量を決定することが好ましい。

本発明の第7の態様によると、第6の態様の交流電動機の制御装置において、必要シフト量は、スイッチング素子のスイッチング状態が変化してからインバータの直流母線に流れる直流電流を検出するまでの時間に応じて設定されることが好ましい。

本発明の第8の態様によると、第4乃至第7のいずれか一態様の交流電動機の制御装置は、三角波キャリアが最小値と最大値の中間値をとる時点でインバータの直流母線に流れる直流電流の検出結果を取得することが好ましい。

本発明の第9の態様によると、第1乃至第8のいずれか一態様の交流電動機の制御装置は、交流電動機が低速駆動している低速域では、スイッチング素子のうち、二相のスイッチング素子のみスイッチング状態を切り替えて120度通電駆動を行うように、インバータを制御し、低速域以外の速度域では、三相のスイッチング素子のスイッチング状態を切り替えて三相通電駆動を行うように、インバータを制御することが好ましい。

本発明の第10の態様によると、第9の態様の交流電動機の制御装置は、三相通電駆動において用いられる第1の電圧指令を出力する第1の電流制御器と、120度通電駆動および三相通電駆動において共通に用いられる第2の電圧指令を出力する第2の電流制御器と、を備え、第1の電流制御器は、外部から入力される電流指令または交流電動機に流れる電流の検出結果に基づくフィードフォワード演算により、第1の電圧指令を出力することが好ましい。

本発明の第１１の態様による交流電動機駆動システムは、第１乃至第１０のいずれか一態様の交流電動機の制御装置と、交流電動機の制御装置に接続され、正極側と負極側にそれぞれ三相ずつスイッチング素子が設けられたインバータと、交流電動機の制御装置により、スイッチング素子のスイッチング状態に応じて駆動制御される三相の交流電動機と、を備え、交流電動機の制御装置、インバータおよび交流電動機は、一体化されている。

本発明の第１２の態様による流体圧制御システムは、第１乃至第１０のいずれか一態様の交流電動機の制御装置と、交流電動機の制御装置に接続され、正極側と負極側にそれぞれ三相ずつスイッチング素子が設けられたインバータと、交流電動機の制御装置により、スイッチング素子のスイッチング状態に応じて駆動制御される三相の交流電動機と、交流電動機の駆動に応じて動作し、流体圧を制御するポンプとを備える。

本発明の第１３の態様による位置決めシステムは、第１乃至第１０のいずれか一態様の交流電動機の制御装置と、交流電動機の制御装置に接続され、正極側と負極側にそれぞれ三相ずつスイッチング素子が設けられたインバータと、交流電動機の制御装置により、スイッチング素子のスイッチング状態に応じて駆動制御される三相の交流電動機と、交流電動機の駆動に応じて動作し、対象物の位置を調整する位置決め装置とを備える。

発明の効果

[0013] 本発明によれば、安価なマイコンを用いて高精度に相電流を検出可能な交流電動機の制御装置を実現することができる。

図面の簡単な説明

[0014] [図１]本発明の第１の実施形態に係る交流電動機の制御装置を含む交流電動機駆動システムの構成を示す図である。

[図２]電圧指令の補正を行わない場合のPWM波形およびスイッチ状態の例を示す図である。

[図３]各スイッチ状態においてスイッチング素子にそれぞれ流れる電流の様子を示す図である。

[図4]交流電動機に流れる各相のモータ電流と、直流母線に流れるシャント電流およびスイッチ状態との関係を示す図である。

[図5]従来の二相変調方式をベースとして電圧指令の補正を行った場合のPWM波形およびスイッチ状態の例を示す図である。

[図6]図5とは別の方法で電圧指令の補正を行った場合のPWM波形およびスイッチ状態の例を示す図である。

[図7]本発明による電圧指令の補正を行った場合のPWM波形およびスイッチ状態の例を示す図である。

[図8]期間Aにおける電圧ベクトルと検出される相電流の関係を示した一覧表である。

[図9]期間Bにおける電圧ベクトルと検出される相電流の関係を示した一覧表である。

[図10]第1の電圧ベクトルおよび第3の電圧ベクトルにおいて、シャント電流として検出される相電流の様子を示す図である。

[図11]インバータから出力される各電圧ベクトルを $\alpha\beta$ 座標上に表した図である。

[図12]電圧補正部による電圧指令の補正の詳細を示す図である。

[図13]本発明の第2の実施形態に係る制御装置の構成を示す図である。

[図14]本発明の第3の実施形態に係る交流電動機駆動システムの構成を示す図である。

[図15]本発明の第4の実施形態に係る油圧制御システムの構成を示す図である。

[図16]本発明の第4の実施形態に係る油圧制御システムの構成の変形例を示す図である。

[図17]本発明の第5の実施形態に係る位置決めシステムの構成を示す図である。

発明を実施するための形態

[0015] (第1の実施形態)

図 1 は、本発明の第 1 の実施形態に係る交流電動機の制御装置 2 を含む交流電動機駆動システムの構成を示す図である。この交流電動機駆動システムは、q 軸電流指令発生器 1、制御装置 2、インバータ 3 および交流電動機 4 により構成されている。交流電動機 4 は、三相交流電動機であり、たとえば永久磁石型同期電動機（PMSM）が用いられる。

[0016] q 軸電流指令発生器 1 は、交流電動機 4 の出力トルクに相当する q 軸電流指令 I_q^* を発生する回路である。この q 軸電流指令発生器 1 は、制御装置 2 の上位に位置しており、通常、交流電動機 4 の回転速度 ω_r が所定速度になるように、q 軸電流指令 I_q^* を発生させる仕組みとなっている。q 軸電流指令発生器 1 から出力された q 軸電流指令 I_q^* は、制御装置 2 中の減算器 6 b に入力される。

[0017] 制御装置 2 は、インバータ 3 に設けられた各スイッチング素子のスイッチング状態に応じて交流電動機 4 の駆動を制御するものであり、q 軸電流指令発生器 1 から入力された q 軸電流指令 I_q^* に相当するトルクを交流電動機 4 が発生するように動作する。この制御装置 2 は、電圧指令発生部 20、電圧補正部 10、PWM 発生部 11、電流推定部 21、位置・速度推定部 15 および速度変換部 16 により構成される。

[0018] 電圧指令発生部 20 は、q 軸電流指令発生器 1 から入力された q 軸電流指令 I_q^* に基づいて、三相すなわち U 相、V 相および W 相の各電圧指令を発生する部分である。この電圧指令発生部 20 は、d 軸電流指令発生器 5、減算器 6 a、減算器 6 b、d 軸電流制御器 7、q 軸電流制御器 8 および d q 逆変換器 9 により構成される。

[0019] d 軸電流指令発生器 5 は、交流電動機 4 の励磁電流に相当する d 軸電流指令 I_d^* を発生する。なお、交流電動機 4 が非突極型の永久磁石モータであれば、通常は d 軸電流指令 I_d^* は零となる。d 軸電流指令発生器 5 から出力された d 軸電流指令 I_d^* は、減算器 6 a に入力される。

[0020] 減算器 6 a は、d 軸電流指令発生器 5 から入力された d 軸電流指令 I_d^* と、電流推定部 21 により推定された d 軸電流 I_d との間の d 軸電流偏差を

求める減算器である。このd軸電流偏差は、d軸電流制御器7に入力される。

[0021] 減算器6bは、q軸電流指令発生器1から入力されたq軸電流指令 I_q^* と、電流推定部21により推定されたq軸電流 I_q との間のq軸電流偏差を求める減算器である。このq軸電流偏差は、q軸電流制御器8に入力される。

[0022] d軸電流制御器7は、減算器6aから入力されたd軸電流偏差が零になるように、dq座標軸上のd軸電圧指令 V_d^* を演算する。d軸電流制御器7により演算されたd軸電圧指令 V_d^* は、dq逆変換器9に入力される。

[0023] q軸電流制御器8は、減算器6bから入力されたq軸電流偏差が零になるように、dq座標軸上のq軸電圧指令 V_q^* を演算する。q軸電流制御器8により演算されたq軸電圧指令 V_q^* は、dq逆変換器9に入力される。

[0024] dq逆変換器9は、d軸電流制御器7およびq軸電流制御器8から入力されたdq座標軸（磁束軸—磁束軸直交軸）系のd軸電圧指令 V_d^* およびq軸電圧 V_q^* を、三相交流座標上の電圧指令に変換する回路である。このdq逆変換器9は、位置・速度推定部15から入力される位相角 θ_{dc} に基づいて、d軸電圧指令 V_d^* およびq軸電圧指令 V_q^* を三相交流座標系の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* および V_w^* に変換する。そして、変換後の各電圧指令、すなわちU相の電圧指令 V_u^* 、V相の電圧指令 V_v^* およびW相の電圧指令 V_w^* を電圧補正部10に出力する。

[0025] 電圧指令発生部20では、以上説明したような各構成要素の動作により、三相の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* および V_w^* を発生することができる。

[0026] 電圧補正部10は、電圧指令発生部20から出力された三相の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* および V_w^* をそれぞれ補正し、その補正結果を補正後の電圧指令 $V_{u^{**}}$ 、 $V_{v^{**}}$ および $V_{w^{**}}$ としてPWM発生部11に出力する。なお、電圧補正部10により行われる電圧指令の補正方法については、後で詳細に説明する。

[0027] PWM発生部11は、電圧補正部10から出力された補正後の三相の電圧

指令 V_u^{**} 、 V_v^{**} および V_w^{**} を所定周期の三角波キャリアと比較し、その比較結果に基づいて三相の PWM 波形を発生する。この PWM 発生部 11 からは、三相の PWM 波形として、U 相、V 相、W 相の各相に対応する PWM 信号 U_P 、 V_P 、 W_P と、これらの反転信号である PWM 信号 U_N 、 V_N 、 W_N とが発生される。PWM 発生部 11 により発生されたこれらの PWM 信号は、制御装置 2 からインバータ 3 に出力される。

[0028] 電流推定部 21 は、インバータ 3 から入力される直流電流信号 I_{DC} に基づいて、インバータ 3 において直流母線 34 に流れる直流電流の検出結果を取得し、その検出結果に基づいて交流電動機 4 の相電流および $d-q$ 座標上の電流を求める部分である。この電流推定部 21 は、サンプルホールド回路 12、電流再現器 13 および $d-q$ 変換器 14 により構成される。

[0029] サンプルホールド回路 12 は、インバータ 3 から入力される直流電流信号 I_{DC} を所定のサンプリングタイミングでサンプリングすることで、インバータ 3 の直流母線 34 に流れる直流電流の検出結果を取得する。このサンプルホールド回路 12 によるサンプリングタイミングは、PWM 発生部 11 において用いられる三角波キャリアに基づいて決定される。なお、この点については、後で詳しく説明する。

[0030] 電流再現器 13 は、サンプルホールド回路 12 により取得された直流電流の検出結果に基づいて、交流電動機 4 の U 相、V 相、W 相にそれぞれ流れる相電流 I_u 、 I_v 、 I_w を再現し、これらの相電流の再現値 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} を求める。電流再現器 13 により求められた相電流の再現値 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} は、 $d-q$ 変換器 14 に対して出力される。

[0031] $d-q$ 変換器 14 は、電流再現器 13 から相電流の再現値 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} を受けて、これらを $d-q$ 座標上の電流値 I_d 、 I_q に変換する回路である。この $d-q$ 変換器 14 は、位置・速度推定部 15 から入力される位相角 θ_{dc} に基づいて、三相の相電流の再現値 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} を、 d 軸電流 I_d および q 軸電流 I_q に変換する。変換された d 軸電流 I_d および q 軸電流 I_q の値は、減算器 6a、6b にそれぞれ出力され、前述のような d

軸電流偏差、 q 軸電流偏差の計算に用いられる。

- [0032] 電流推定部 21 では、以上説明したような各構成要素の動作により、三相の相電流の再現値 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} を求めると共に、 d 軸電流 I_d および q 軸電流 I_q の値を求めることができる。
- [0033] 位置・速度推定部 15 は、交流電動機 4 の回転子位置（交流電動機 4 が同期電動機の場合）または二次磁束位相（交流電動機 4 が誘導電動機の場合）を推定演算し、その演算結果を位相角 θ_{dc} として出力する。さらに、この位相角 θ_{dc} の値に基づいて、交流電動機 4 の電気角速度 ω_1 を推定演算し、その演算結果を出力する。なお、これらの推定演算の方法については、周知であるため、説明を省略する。
- [0034] 速度変換部 16 は、交流電動機 4 の極数 P に基づいて、位置・速度推定部 15 から出力された電気角速度 ω_1 を回転速度 ω_r に変換する。速度変換部 16 により求められた回転速度 ω_r は、 q 軸電流指令発生器 1 において入力され、前述の q 軸電流指令 I_q^* を発生するのに用いられる。
- [0035] インバータ 3 は、交流電動機 4 に接続されており、制御装置 2 の PWM 発生部 11 から入力された PWM 信号に基づいて交流電圧を発生して交流電動機 4 に供給する。このインバータ 3 は、直流電源 31、インバータ主回路 32、出力ブリドライバ 33、直流母線 34 およびシャント電流検出器 35 により構成される。
- [0036] 直流電源 31 は、直流母線 34 を介してインバータ主回路 32 に接続されており、直流電圧 V_{DC} を発生する。
- [0037] インバータ主回路 32 は、正極側にそれぞれ設けられた三相のスイッチング素子 S_{up} 、 S_{vp} および S_{wp} と、負極側にそれぞれ設けられた三相のスイッチング素子 S_{un} 、 S_{vn} および S_{wn} とを有している。スイッチング素子 S_{up} 、 S_{vp} および S_{wp} は、直流母線 34 を介して直流電源 31 の正極側にそれぞれ接続されており、スイッチング素子 S_{un} 、 S_{vn} および S_{wn} は、直流母線 34 を介して直流電源 31 の負極側にそれぞれ接続されている。正極側のスイッチング素子 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} と負極側のス

スイッチング素子 S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} との間には、交流電動機 4 の U 相、V 相、W 相にそれぞれつながる交流線が接続されている。

[0038] 出力ブリドライバ 33 は、制御装置 2 の PWM 発生部 11 から出力された前述の PWM 信号 U_P 、 V_P 、 W_P 、 U_N 、 V_N および W_N に基づいて、インバータ主回路 32 のスイッチング素子 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} 、 S_{un} 、 S_{vn} および S_{wn} のスイッチング状態をそれぞれ制御する。この出力ブリドライバ 33 により各スイッチング素子のスイッチング状態が制御されることで、直流電源 31 から供給される直流電圧 V_{DC} が三相の交流電圧 V_u 、 V_v 、 V_w に変換されて交流電動機 4 に出力される。

[0039] シャント電流検出器 35 は、直流母線 34 に流れる直流電流を検出する過電流保護用の回路であり、直流母線 34 上に設けられている。このシャント電流検出器 35 による直流電流の検出結果は、前述の直流電流信号 I_{DC} として、制御装置 2 の電流推定部 21 に出力される。

[0040] なお、以上説明した交流電動機駆動システムの構成は、センサレスベクトル制御系をベースにしているが、センサ付のベクトル制御にも本発明を適用可能である。

[0041] 本実施形態による交流電動機駆動システムは、以上説明したような構成を有している。この構成における本発明の主な特徴部分は、電圧指令の補正を行う電圧補正部 10 と、サンプルホールド回路 12 による直流電流信号 I_{DC} のサンプリングタイミングである。以下では、これらについて詳細に説明する。

[0042] 最初に、本発明による電圧指令の補正を行わない場合のパルス幅変調 (PWM) の様子について、図 2～4 の例を用いて説明する。図 2 は、電圧指令の補正を行わない場合の PWM 波形およびスイッチ状態の例を示す図である。制御装置 2 において、電圧指令発生部 20 により、たとえば図 2 に示すような電圧指令 V_u^* 、 V_v^* および V_w^* が発生されたとする。電圧補正部 10 により電圧指令の補正を行わない場合、PWM 発生部 11 は、これらの電圧指令を三角波キャリアとそれぞれ比較することで、図 2 に示すような PWM

信号UP、VP、WPと、これらをそれぞれ反転したPWM信号UN、VN、WNとを生成する。

[0043] インバータ3では、上記のPWM信号UP、VP、WP、UN、VN、WNに応じて、出力ブリッドライバ33によりインバータ主回路32のスイッチング素子Sup、Svp、Swp、Sun、Svn、Swnのスイッチ状態がそれぞれ制御される。その結果、図2に示すように各スイッチング素子のスイッチ状態が変化する。なお、図2では、U相、V相、W相のスイッチング状態をそれぞれ括弧内の1または0の符号に対応付けて、電圧ベクトルとして表している。たとえば、電圧ベクトルV(1, 0, 0)は、U相では正極側のスイッチング素子Supがオン（負極側のスイッチング素子Sunがオフ）であり、V相、W相では負極側のスイッチング素子Svn、Swnがオン（正極側のスイッチング素子Svp、Swpがオフ）であることを表している。

[0044] インバータ3は、スイッチング素子Sup、Svp、Swp、Sun、Svn、Swnの各スイッチ状態の組み合わせに応じて、8通りの電圧ベクトルを交流電動機4に出力可能である。すなわち、正極側の全てのスイッチング素子Sup、Svp、Swpをオンとし、負極側の全てのスイッチング素子Sun、Svn、Swnをオフとすることで、電圧ベクトルV(1, 1, 1)を出力することができる。また、これとは反対に、正極側の全てのスイッチング素子Sup、Svp、Swpをオフとし、負極側の全てのスイッチング素子Sun、Svn、Swnをオンとすることで、電圧ベクトルV(0, 0, 0)を出力することができる。これらの電圧ベクトルは、いずれも相電流が流れない零ベクトルである。さらに、U相、V相およびW相のいずれか少なくとも1相において、正極側のスイッチング素子をオンとし、負極側のスイッチング素子をオフとして、それ以外の相では、正極側のスイッチング素子をオフとし、負極側のスイッチング素子をオンとする。これにより、零ベクトル以外に、6種類の各電圧ベクトルV(1, 0, 0)、V(0, 1, 0)、V(0, 0, 1)、V(1, 1, 0)、V(1, 0, 1)、V(0, 1, 1)を出力することができる。

, 1, 1) を出力することができる。

[0045] 図3は、図2に電圧ベクトルで示した各スイッチ状態において、インバータ主回路32のスイッチング素子 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} 、 S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} にそれぞれ流れる電流の様子を示す図である。図3(a)は、電圧ベクトル $V(1, 1, 1)$ における電流の様子を示しており、図3(b)は、電圧ベクトル $V(1, 1, 0)$ における電流の様子を示しており、図3(c)は、電圧ベクトル $V(1, 0, 0)$ における電流の様子を示しており、図3(d)は、電圧ベクトル $V(0, 0, 0)$ における電流の様子を示している。これらの図では、電流が流れる部分を太線で示している。

[0046] 図3(b)、図3(c)において示すように、電圧ベクトル $V(1, 1, 0)$ または $V(1, 0, 0)$ では、シャント電流検出器35を介してインバータ3の直流母線34に、W相の相電流 I_w またはU相の相電流 I_u に応じた直流シャント電流 I_{DC} が流れる。したがって、これらの電圧ベクトルに対応するスイッチ状態のときにシャント電流 I_{DC} を検出して得られた直流電流信号 I_{DC} を前述のようにサンプリングすることで、2つの相電流 I_w 、 I_u の検出が可能となる。

[0047] 図4は、交流電動機4に流れる各相のモータ電流（相電流） I_u 、 I_v および I_w と、直流母線34に流れるシャント電流 I_{DC} およびスイッチ状態との関係を示す図である。たとえば、図4(c)に示す各スイッチ状態に対して、図4(a)に示すような相電流が流れると共に、図4(b)に示すシャント電流 I_{DC} が直流母線34に流れる。したがって、図4(b)に示すように、スイッチ状態ごとにシャント電流 I_{DC} をサンプリングすることで、相電流 I_w 、 I_u を検出することができる。

[0048] 上記のような相電流の検出方法を採用した場合、キャリア信号の半周期内に2回の電流サンプリングとアナログデジタル変換を行う必要がある。また、スイッチ状態の変化に応じて電流サンプリングのタイミングを任意に設定する必要がある。しかし、これらの機能を実現可能なマイコンは、一般的に高価格であるという問題がある。また、スイッチ状態が変化した直後は、ス

スイッチの切り替えに伴ってシャント電流 I_{DC} に多くの電流リプルが含まれるため、これをサンプリングすると電流検出誤差が大きくなってしまうという問題もある。特に、こうした電流検出誤差にはオフセット成分が含まれてしまう傾向があるため、トルク精度に大きな悪影響を与えてしまう。

[0049] これらの問題点を解決する方法の一つとして、電圧指令 V_u^* 、 V_v^* および V_w^* を補正して、電流サンプリングのタイミングを固定化することが考えられる。その具体的な方法について、図5、6を参照して以下に説明する。図5は、従来の二相変調方式をベースとして電圧指令の補正を行った場合のPWM波形およびスイッチ状態の例を示す図であり、図6は、図5とは別の方法で電圧指令の補正を行った場合のPWM波形およびスイッチ状態の例を示す図である。

[0050] 図5の例では、図2に示した補正前の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* および V_w^* に対して、これらの間隔を変えずに全体を上昇させ、最も高い電圧指令（ここでは V_u^* ）が三角波キャリアの頂点と一致するように補正することで、補正後の電圧指令 $V_{u^{**}}$ 、 $V_{v^{**}}$ および $V_{w^{**}}$ を求めている。この場合、三角波キャリアの頂点のタイミングで電流サンプリングを行うと、U相の相電流 I_u をシャント電流 I_{DC} として検出できるが、他の相電流については検出することができない。

[0051] そこで図6に示すように、三角波キャリアの1周期ごとに、補正後の電圧指令 $V_{u^{**}}$ 、 $V_{w^{**}}$ の大きさが三角波キャリアの頂点と交互に一致するように、各電圧指令 V_u^* 、 V_v^* および V_w^* を補正する。この補正によって得られた補正後の電圧指令 $V_{u^{**}}$ 、 $V_{v^{**}}$ 、 $V_{w^{**}}$ は、その最大値と中間値の間隔（図6の例では、電圧指令 $V_{u^{**}}$ が最大のときには電圧指令 $V_{v^{**}}$ との間隔、電圧指令 $V_{w^{**}}$ が最大のときには電圧指令 V_{u^*} との間隔）が、所定の最小電圧以上となるように設定されている。また、三角波キャリアの連続する2周期について、補正後の電圧指令 $V_{u^{**}}$ 、 $V_{v^{**}}$ 、 $V_{w^{**}}$ をそれぞれ平均化すると、その各平均値の間隔は、元の補正前の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* の間隔と等しくなるように設定され

ている。

[0052] 図6のように電圧指令 V_u^* 、 V_v^* および V_w^* を補正して、三角波キャリアの頂点のタイミングで電流サンプリングを行うと、U相の相電流 I_u とW相の相電流 I_w を交互にシャント電流 I_{DC} として検出することができる。なお、図5、6では、三角波キャリアの頂点部分に合わせて電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を補正する例を説明したが、反対に、三角波キャリアの谷部分に合わせて電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を補正することもできる。

[0053] しかし、図6のような電圧指令の補正方法および相電流の検出方法を採用した場合、補正後の電圧指令 V_u^{**} 、 V_v^{**} 、 V_w^{**} は、三角波キャリアの正側ピーク方向に偏って補正される。このようにすると、シャント電流 I_{DC} に含まれる電流リップルが増大してしまう傾向がある。さらに、三角波キャリアの頂点のタイミングで電流サンプリングを行うため、多くの高調波リップルを含んだ電流をサンプリングしてしまうことになる。その結果、電流検出誤差が大きくなり、トルク精度が劣化してしまうという問題がある。

[0054] そこで本発明では、電圧補正部10において、以下に説明するような方法により、電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を補正する。そして、補正後の電圧指令 V_u^{**} 、 V_v^{**} および V_w^{**} を基にしたPWM信号によってインバータ3の直流母線34に流れるシャント電流 I_{DC} に応じた直流電流信号 I_{DC} を、サンプルホールド回路12において、以下に説明するようなタイミングでサンプリングする。

[0055] 図7は、本発明による電圧指令の補正を行った場合のPWM波形およびスイッチ状態の例を示す図である。

[0056] 図7において、三角波キャリアの最初の周期（図7中の[A]の期間）では、図2に示した補正前の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に対して、これを図のように変形させることで補正後の電圧指令 V_u^{**} 、 V_v^{**} および V_w^{**} を求め、PWM制御を行っている。ここで、補正前の元の電圧指令は、 $V_u^* > V_v^* > V_w^*$ の関係にある。以下の説明では、補正前の電圧

指令値が最大の相を最大相（ここではU相）、最小の相を最小相（ここではW相）、中間の大きさの相を中間相（ここではV相）と呼ぶことにする。

[0057] 上記の期間Aにおける各電圧指令の補正量は、前半部分、すなわち三角波キャリアの上り部分における補正量と、後半部分、すなわち三角波キャリアの下り部分における補正量とを合計すると、差し引きで0となるように設定されている。すなわち、補正後の電圧指令 V_{u**} 、 V_{v**} 、 V_{w**} を期間Aについてそれぞれ平均化すると、その各平均値同士の間隔は、元の補正前の電圧指令 V_{u*} 、 V_{v*} 、 V_{w*} 同士の間隔と等しくなるように設定されている。

[0058] 上記のような電圧指令の補正を電圧補正部10において行うことで、PWM発生部11において、図7に示すようなPWM信号UP、VP、WPと、これらをそれぞれ反転したPWM信号UN、VN、WNとが生成される。その結果、図7に示す順番に従って、インバータ3から出力される電圧ベクトルが変化する。すなわち、期間Aでは、零ベクトル $V(1, 1, 1)$ 、電圧ベクトル $V(1, 1, 0)$ 、電圧ベクトル $V(1, 0, 0)$ 、零ベクトル $V(0, 0, 0)$ 、電圧ベクトル $V(0, 0, 1)$ 、零ベクトル $V(1, 1, 1)$ の順に、インバータ3から出力される。

[0059] 零ベクトル $V(1, 1, 1)$ または $V(0, 0, 0)$ 以外の電圧ベクトルが出力されているときには、その電圧ベクトルに応じた相電流がシャント電流 I_{DC} として直流母線34に流れ、シャント電流検出器35により検出される。図8は、期間Aにおける電圧ベクトルと検出される相電流の関係を示した一覧表である。なお、図8の表では、期間Aにおいて順に出力される零ベクトル以外の各電圧ベクトルを、それぞれ第1、第2、第3の電圧ベクトルとして表している。

[0060] 図8の表から、第1の電圧ベクトル $V(1, 1, 0)$ の出力時、および第3の電圧ベクトル $V(0, 0, 1)$ の出力時には、W相の相電流 I_w がシャント電流検出器35により検出されることが分かる。ただし、第1の電圧ベクトル $V(1, 1, 0)$ と第3の電圧ベクトル $V(0, 0, 1)$ とでは、各

相のスイッチ状態を表す符号がそれぞれ反転しているため、相電流 I_w が反対方向に流れる。なお、第2の電圧ベクトル $V(1, 0, 0)$ の出力時には、U相の相電流 I_u がシャント電流 I_{DC} として流れるが、これはサンプルホールド回路12によるサンプリングの対象とはされない。

[0061] 図10は、第1の電圧ベクトル $V(1, 1, 0)$ および第3の電圧ベクトル $V(0, 0, 1)$ において、シャント電流 I_{DC} として検出される相電流の様子を示す図である。図10(a)は、第1の電圧ベクトル $V(1, 1, 0)$ におけるスイッチ状態と相電流の様子を示しており、図10(b)は、第3の電圧ベクトル $V(0, 0, 1)$ におけるスイッチ状態と相電流の様子を示している。

[0062] 図10(a)に示すように、第1の電圧ベクトル $V(1, 1, 0)$ では、交流電動機4からインバータ3の方向に相電流 I_w が流れる。したがって、インバータ3から交流電動機4に向かう方向を正方向とすると、シャント電流検出器35では、符号が負である相電流 $-I_w$ がシャント電流 I_{DC} として検出される。一方、図10(b)に示すように、第3の電圧ベクトル $V(0, 0, 1)$ では、インバータ3から交流電動機4の方向に相電流 I_w が流れる。したがって、インバータ3から交流電動機4に向かう方向を正方向とすると、シャント電流検出器35では、符号が正である相電流 I_w がシャント電流 I_{DC} として検出される。

[0063] ここで、零ベクトル以外の電圧ベクトルがインバータ3から出力された場合、電流波形が大きく変化するため、各相の相電流には、制御に必要な基本波成分以外の脈動分が含まれてしまう。しかし、上記の第1の電圧ベクトル $V(1, 1, 0)$ と第3の電圧ベクトル $V(0, 0, 1)$ のように、互いに符号が反対の電圧ベクトルを三角波キャリアの1周期内で印加し、それぞれで流れる相電流を検出して平均値を求めれば、脈動成分をキャンセルできるため、高精度な検出が可能になる。

[0064] すなわち、図7に示したような補正後の電圧指令 V_{u**} 、 V_{v**} および V_{w**} に従って生成されるPWM波形により交流電動機4を駆動するこ

とで、期間Aにおいて、第1、第3の電圧ベクトルに応じて相電流 $-I_w$ 、 I_w を検出することができる。これにより、脈動成分を排除した相電流 I_w の検出を行うことができる。

[0065] さらに、図7に示すように、期間Aでは、中間相に対する補正後の電圧指令 V_v^{**} が常に零となるように補正している。これにより、三角波キャリアの零クロスのタイミング、すなわち最小値と最大値の中間値をとる時点で、インバータ3の直流母線34に流れるシャント電流 I_{DC} をそれぞれ検出すれば、第1の電圧ベクトル $V(1, 1, 0)$ に対応する相電流 $-I_w$ と、第3の電圧ベクトル $V(0, 0, 1)$ に対応する相電流 I_w とを検出することができる。したがって、期間Aの前半にある三角波キャリアの上り区間と、期間Aの後半にある三角波キャリアの下り区間とで、反対符号の電圧ベクトルによる同一相の電流検出を、固定のタイミングで行うことができる。

[0066] また、図7において、三角波キャリアの次の周期（図7中の[B]の期間）では、図2に示した補正前の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に対して、これを前述の期間Aとは異なる手法により、図のように変形させている。これにより、補正後の電圧指令 V_u^{**} 、 V_v^{**} および V_w^{**} を求め、PWM制御を行っている。

[0067] なお、期間Bにおける各電圧指令の補正量についても、前述の期間Aと同様に、前半部分、すなわち三角波キャリアの上り部分における補正量と、後半部分、すなわち三角波キャリアの下り部分における補正量とを合計すると、差し引きで0となるように設定されている。すなわち、補正後の電圧指令 V_u^{**} 、 V_v^{**} 、 V_w^{**} を期間Bについてそれぞれ平均化すると、その各平均値同士の間隔は、元の補正前の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* の同士の間隔と等しくなるように設定されている。

[0068] 上記のような電圧指令の補正を電圧補正部10において行うことで、PWM発生部11において、図7に示すようなPWM信号UP、VP、WPと、これらをそれぞれ反転したPWM信号UN、VN、WNとが生成される。その結果、図7に示す順番に従って、インバータ3から出力される電圧ベクト

ルが変化する。すなわち、期間Bでは、零ベクトル $V(1, 1, 1)$ 、電圧ベクトル $V(1, 0, 1)$ 、電圧ベクトル $V(1, 0, 0)$ 、零ベクトル $V(0, 0, 0)$ 、電圧ベクトル $V(0, 1, 0)$ 、零ベクトル $V(1, 1, 1)$ の順に、インバータ3から出力される。

[0069] 零ベクトル $V(1, 1, 1)$ または $V(0, 0, 0)$ 以外の電圧ベクトルが出力されているときには、その電圧ベクトルに応じた相電流がシャント電流 I_{DC} として直流母線34に流れ、シャント電流検出器35により検出される。図9は、期間Bにおける電圧ベクトルと検出される相電流の関係を示した一覧表である。なお、図9の表では、図8と同様に、期間Bにおいて順に出力される零ベクトル以外の各電圧ベクトルを、それぞれ第1、第2、第3の電圧ベクトルとして表している。

[0070] 図9の表から、第1の電圧ベクトル $V(1, 0, 1)$ の出力時、および第3の電圧ベクトル $V(0, 1, 0)$ の出力時には、V相の相電流 I_v がシャント電流検出器35により検出されることが分かる。ただし、第1の電圧ベクトル $V(1, 0, 1)$ と第3の電圧ベクトル $V(0, 1, 0)$ とでは、各相のスイッチ状態を表す符号がそれぞれ反転しているため、相電流 I_v が反対方向に流れる。なお、第2の電圧ベクトル $V(1, 0, 0)$ の出力時には、U相の相電流 I_u がシャント電流 I_{DC} として流れるが、これはサンプルホールド回路12によるサンプリングの対象とはされない。

[0071] 以上説明したように、図7に示したような補正後の電圧指令 V_u^{**} 、 V_v^{**} および V_w^{**} に従って生成されるPWM波形により交流電動機4を駆動することで、期間Bにおいて、第1、第3の電圧ベクトルに応じて相電流 $-I_v$ 、 I_v を検出することができる。これにより、脈動成分を排除した相電流 I_v の検出を行うことができる。

[0072] さらに、図7に示すように、期間Bでは、最小相に対する補正後の電圧指令 V_w^{**} が常に零となるように補正している。これにより、三角波キャリアの零クロスのタイミング、すなわち最小値と最大値の中間値をとる時点で、インバータ3の直流母線34に流れるシャント電流 I_{DC} をそれぞれ検出す

れば、第1の電圧ベクトル $V(1, 0, 1)$ に対応する相電流 $-I_v$ と、第3の電圧ベクトル $V(0, 1, 0)$ に対応する相電流 I_v とを検出することができる。したがって、期間Bの前半にある三角波キャリアの上り区間と、期間Bの後半にある三角波キャリアの下り区間とで、反対符号の電圧ベクトルによる同一相の電流検出を、固定のタイミングで行うことができる。

[0073] 以上説明したように、期間A、Bにおいて、三角波キャリアが零（中間値）となる固定のタイミングでシャント電流 I_{DC} をそれぞれ検出することで、互いに異なる二相の相電流を検出することができる。したがって、サンプルホールド回路12では、三角波キャリアの半周期ごとに、固定のタイミングで直流電流信号 I_{DC} をサンプリングすればよい。そのため、安価なマイコンを用いて、サンプルホールド回路12を実現することが可能となる。

[0074] 上記の期間A、Bを繰り返し、サンプルホールド回路12においてシャント電流 I_{DC} に応じた直流電流信号 I_{DC} をサンプリングすることで、二相の相電流を検出することができる。こうして得られた相電流の検出結果に基づいて、電流再現器13により、各相の相電流の再現値 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} を求めることができる。

[0075] 図11は、インバータ3から出力される各電圧ベクトルを $\alpha\beta$ 座標上に表した図である。符号の異なる電圧ベクトルは、 $\alpha\beta$ 座標上で表記すると、図11に示すような関係になっている。

[0076] 以上説明したように、制御装置2は、電圧補正部10およびPWM発生部11により、零ベクトルを除くいずれかの電圧ベクトルを第1の電圧ベクトルとして出力するようにインバータ3を制御する。そして、第1の電圧ベクトルを出力した後、零ベクトルを除いた、第1の電圧ベクトルとは異なるいずれかの電圧ベクトルを、第2の電圧ベクトルとして出力するようにインバータ3を制御する。さらに、第2の電圧ベクトルを出力した後、零ベクトルを出力するようにインバータ3を制御し、その後、第1の電圧ベクトルを反転した電圧ベクトルを第3の電圧ベクトルとして出力するようにインバータ3を制御する。このような制御を三角波キャリアの最初の周期に対応する期

間Aにおいて行うと共に、次の周期に対応する期間Bでは、第1の電圧ベクトルおよび第3の電圧ベクトルとして、前回とは異なる種類の電圧ベクトルをそれぞれ出力するようにインバータ3を制御する。こうしたインバータ3の制御により交流電動機4の駆動を制御することで、サンプルホールド回路12における直流電流信号IDCのサンプリングを三角波キャリアの半周期ごとに固定のタイミングで行い、その結果を用いて、電流再現器13において三相の相電流の再現値 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} を求めることができる。

[0077] なお、上記の説明において、零ベクトル以外で出力される各電圧ベクトルの内容は、補正前の元の電圧指令の大小関係に応じて変化する。したがって、期間A、Bにおいて第1、第2および第3の電圧ベクトルとしてそれぞれ出力される電圧ベクトルは、上記の例に限定されるものではない。

[0078] 次に、電圧補正部10の動作の詳細について説明する。図12は、電圧補正部10による電圧指令の補正の詳細を示す図である。

[0079] 図7を用いて上記で説明したように、本実施形態の制御装置2では、三角波キャリアの連続する2周期、すなわち前述の期間Aおよび期間Bにおいて、インバータ3のシャント電流検出器35により2つの相電流を検出できるように、電圧補正部10において各相の電圧指令を補正する。図12では、この三角波キャリアの連続する2周期を半周期ごとに区切り、それぞれの期間を T_{c0} 、 T_{c1} 、 T_{c2} 、 T_{c3} と表している。

[0080] 電圧補正部10は、三角波キャリアの連続する2周期のうち最初の周期（期間A）に対応する期間 T_{c0} および T_{c1} では、各相の電圧指令同士の間隔を変えずに、中間相の電圧指令を常に0とする。一方、次の周期（期間B）に対応する期間 T_{c2} および T_{c3} では、各相の電圧指令同士の間隔を変えずに、最小相の電圧指令を常に0とする。図12では、こうして決定された各相の電圧指令を、シフト前の最大相の電圧指令 V_{max} 、中間相の電圧指令 V_{mid} および最小相の電圧指令 V_{min} として示している。

[0081] 電圧補正部10は、以下の式（1）～（3）により、期間 T_{c0} に対するシフト後の最大相、中間相および最小相の各電圧指令 V_{max0} 、 V_{mid}

0および V_{min0} を算出する。すなわち、最大相については、シフト前の最大相の電圧指令 V_{max} と中間相の電圧指令 V_{mid} の差分に基づいて、シフト前の電圧指令 V_{max} からのシフト量を決定する。また、最小相については、シフト前の最小相の電圧指令 V_{min} と中間相の電圧指令 V_{mid} の差分および所定の必要シフト量 V_{shift} に基づいて、シフト前の電圧指令 V_{min} からのシフト量を決定する。これらのシフト量に基づいて最大相および最小相の電圧指令をそれぞれシフトさせることで、シフト後の最大相の電圧指令 V_{max0} および最小相の電圧指令 V_{min0} を得ることができる。図12では、式(1)、(3)でそれぞれ表される最大相と最小相のシフト量を図中に矢印で示している。なお、式(2)は、中間相に対するシフト量が0であることを示している。

$$[0082] \quad \text{最大相: } V_{max0} = 2(V_{max} - V_{mid}) \quad \dots$$

(1)

$$\text{中間相: } V_{mid0} = V_{mid} = 0 \quad \dots$$

(2)

$$\text{最小相: } V_{min0} = 2(V_{min} - V_{mid}) - V_{shift} \quad \dots$$

(3)

[0083] 式(3)における V_{shift} は、予め設定された必要シフト量を表している。この必要シフト量 V_{shift} は、電流検出に必要な電圧ベクトルの出力時間に基づいて設定することができる。たとえば、シャント電流 I_{DC} におけるリングングの大きさや、各スイッチング素子のデッドタイムの設定値などに基づいて、電圧ベクトルの変化からインバータ3の直流母線34に流れるシャント電流 I_{DC} を検出するまでに必要な時間を決定し、その時間に応じて必要シフト量 V_{shift} を決定することができる。あるいは、シャント電流 I_{DC} の波形を観測し、その観測結果に基づいて必要シフト量 V_{shift} を決定してもよい。式(3)から、図12に示すように、補正後の最小相の電圧指令 V_{min0} は、0から必要シフト量 V_{shift} を差し引いた値よりも小さいことが分かる。

[0084] 電圧補正部 10 は、以下の式 (4) ~ (6) により、期間 T_{c1} に対するシフト後の最大相、中間相および最小相の各電圧指令 V_{max1} 、 V_{mid1} および V_{min1} を算出する。すなわち、最大相については、補正後の電圧指令が 0 となるようにシフト前の電圧指令 V_{max} からのシフト量を決定する。また、最小相については、上記の必要シフト量 V_{shift} に基づいて、シフト前の電圧指令 V_{min} からのシフト量を決定する。そして、これらのシフト量に基づいて最大相および最小相の電圧指令をそれぞれシフトさせることで、シフト後の最大相の電圧指令 V_{max1} および最小相の電圧指令 V_{min1} を得ることができる。図 12 では、式 (4)、(6) でそれぞれ表される最大相と最小相のシフト量を図中に矢印で示している。なお、式 (5) は、中間相に対するシフト量が 0 であることを示している。

[0085] 最大相： $V_{max1} = 0$. . .

(4)

中間相： $V_{mid1} = V_{mid} = 0$. . .

(5)

最小相： $V_{min1} = V_{shift}$. . .

(6)

[0086] 式 (6) から、図 12 に示すように、補正後の最小相の電圧指令 V_{min1} は、必要シフト量 V_{shift} に等しいことが分かる。

[0087] 電圧補正部 10 は、以下の式 (7) ~ (9) により、期間 T_{c2} に対するシフト後の最大相、中間相および最小相の各電圧指令 V_{max2} 、 V_{mid2} および V_{min2} を算出する。すなわち、最大相については、シフト前の最大相の電圧指令 V_{max} と最小相の電圧指令 V_{min} の差分に基づいて、シフト前の電圧指令 V_{max} からのシフト量を決定する。また、中間相については、上記の必要シフト量 V_{shift} に基づいて、シフト前の電圧指令 V_{mid} からのシフト量を決定する。そして、これらのシフト量に基づいて最大相および中間相の電圧指令をそれぞれシフトさせることで、シフト後の最大相の電圧指令 V_{max2} および中間相の電圧指令 V_{mid2} を得ること

ができる。図12では、式(7)、(8)でそれぞれ表される最大相と中間相のシフト量を図中に矢印で示している。なお、式(9)は、最小相に対するシフト量が0であることを示している。

$$[0088] \quad \text{最大相: } V_{\max 2} = 2(V_{\max} - V_{\min}) \quad \dots$$

$$(7)$$

$$\text{中間相: } V_{\text{mid} 2} = -V_{\text{shift}} \quad \dots$$

$$(8)$$

$$\text{最小相: } V_{\min 2} = V_{\min} = 0 \quad \dots$$

$$(9)$$

[0089] 式(8)から、図12に示すように、補正後の中間相の電圧指令 $V_{\text{mid} 2}$ は、0から必要シフト量 V_{shift} を差し引いた値に等しいことが分かる。

[0090] 電圧補正部10は、以下の式(10)～(12)により、期間 T_{c3} に対するシフト後の最大相、中間相および最小相の各電圧指令 $V_{\max 3}$ 、 $V_{\text{mid} 3}$ および $V_{\min 3}$ を算出する。すなわち、最大相については、補正後の電圧指令が0となるようにシフト前の電圧指令 $V_{\max}$ からのシフト量を決定する。また、中間相については、シフト前の中間相の電圧指令 V_{mid} と最小相の電圧指令 $V_{\min}$ の差分および上記の必要シフト量 V_{shift} に基づいて、シフト前の電圧指令 V_{mid} からのシフト量を決定する。そして、これらのシフト量に基づいて最大相および中間相の電圧指令をそれぞれシフトさせることで、シフト後の最大相の電圧指令 $V_{\max 3}$ および中間相の電圧指令 $V_{\text{mid} 3}$ を得ることができる。図12では、式(10)、(11)でそれぞれ表される最大相と中間相のシフト量を図中に矢印で示している。なお、式(12)は、最小相に対するシフト量が0であることを示している。

$$[0091] \quad \text{最大相: } V_{\max 3} = 0 \quad \dots$$

$$(10)$$

$$\text{中間相: } V_{\text{mid} 3} = 2(V_{\text{mid}} - V_{\min}) + V_{\text{shift}} \quad \dots$$

(11)

最小相： $V_{min3} = V_{min} = 0$. . .

(12)

[0092] 式(10)から、図12に示すように、補正後の中間相の電圧指令 V_{mid3} は、必要シフト量 V_{shift} よりも大きいことが分かる。

[0093] 本実施形態の制御装置2では、以上説明したような補正を電圧補正部10が行うことにより、サンプルホールド回路12において、 $T_{c0} \sim T_{c3}$ の各期間で符号の異なる最小相と中間相の電流検出を1回ずつ行うことができる。この電流検出の結果を基に、電流再現器13において、三相の相電流の再現値 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} を求めることができる。なお、周知のように、PWM制御では、各相の線間電圧の関係が維持されている限り、各相の相電圧を変化させても、交流電動機4への基本波成分に影響はない。上記の $T_{c0} \sim T_{c3}$ の各期間では、これらの期間における線間電圧の平均値が、元の補正前の線間電圧と一致するように、電圧補正部10において各相の電圧指令を補正している。したがって、電圧指令の補正による交流電動機4の基本波への影響はない。

[0094] 以上説明した本発明の第1の実施形態によれば、以下の作用効果を奏する。

[0095] (1) 交流電動機4の制御装置2は、三相の交流電動機4と接続されたインバータ3に接続され、インバータ3において正極側と負極側にそれぞれ三相ずつ設けられたスイッチング素子 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} 、 S_{un} 、 S_{vn} および S_{wn} のスイッチング状態に応じて交流電動機4の駆動を制御する。インバータ3は、上記の各スイッチング素子のスイッチング状態に応じて、8通りの電圧ベクトルを交流電動機4に出力可能である。この電圧ベクトルは、正極側の全てのスイッチング素子 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} がオンであり、負極側の全てのスイッチング素子 S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn} がオフであるスイッチング状態と、正極側の全てのスイッチング素子 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} がオフであり、負極側の全てのスイッチング素子 S_{un} 、 S_{vn} 、 S_{wn}

がオンであるスイッチング状態とにそれぞれ対応する２種類の零ベクトル $V(0, 0, 0)$ および $V(1, 1, 1)$ を含む。交流電動機４の制御装置２は、零ベクトルを除くいずれかの電圧ベクトルを第１の電圧ベクトルとして出力するようにインバータ３を制御し、第１の電圧ベクトルを出力した後、零ベクトルを除いた第１の電圧ベクトルとは異なるいずれかの電圧ベクトルを、第２の電圧ベクトルとして出力するようにインバータ３を制御する。さらに、第２の電圧ベクトルを出力した後、零ベクトルを出力するようにインバータ３を制御し、この零ベクトルを出力した後、第１の電圧ベクトルを反転した電圧ベクトルを第３の電圧ベクトルとして出力するようにインバータ３を制御する。これにより、交流電動機４の駆動を制御する。このようにしたので、安価なマイコンを用いて高精度に相電流を検出可能な交流電動機の制御装置を実現することができる。

[0096] (２) 制御装置２は、上記の第１の電圧ベクトル、第２の電圧ベクトル、零ベクトルおよび第３の電圧ベクトルを繰り返して順次出力するようにインバータ３を制御する。このとき、第１の電圧ベクトルおよび第３の電圧ベクトルとして、前回とは異なる種類の電圧ベクトルをそれぞれ出力するようにインバータ３を制御する。このようにしたので、互いに異なる二相の相電流を検出し、これに基づいて各相の相電流を求めることができる。

[0097] (３) 制御装置２は、電流推定部１３により、第１の電圧ベクトルおよび第３の電圧ベクトルの出力期間中に、インバータ３の直流母線３４に流れる直流シャント電流 I_{DC} の検出結果に基づいて、交流電動機４の相電流を求める。このようにしたので、電流推定部１３において、各相の相電流を求め、その再現値 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} を求めることができる。

[0098] (４) 制御装置２は、三相の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* および V_w^* を発生する電圧指令発生部２０と、これらの電圧指令を補正する電圧補正部１０と、PWM発生部１１とを備える。PWM発生部１１は、電圧補正部１０により補正された補正後の電圧指令 $V_{u^{**}}$ 、 $V_{v^{**}}$ および $V_{w^{**}}$ と、所定周期の三角波キャリアとを比較し、その比較結果に基づいて三相のPWM波形

を発生する。こうしてPWM発生部11により発生されたPWM波形をインバータ3に出力することで、制御装置2は、スイッチング素子 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} 、 S_{un} 、 S_{vn} および S_{wn} のスイッチング状態を制御して、交流電動機4の駆動を制御する。このようにしたので、補正後の電圧指令に応じて、交流電動機4の駆動を確実に制御することができる。

[0099] (5) 電圧補正部10は、三角波キャリアの連続する2周期のうち最初の周期では、三相の電圧指令で中間の電圧指令 V_{mid} を0とし、さらに三相の電圧指令で最大の電圧指令 V_{max} および最小の電圧指令 V_{min} をシフトさせることにより、各相の電圧指令を補正する。また、最初の周期に続く次の周期では、最小の電圧指令 V_{min} を0とし、さらに最大の電圧指令 V_{max} および中間の電圧指令 V_{mid} をシフトさせることにより、各相の電圧指令を補正する。このようにしたので、上記の第1、第2および第3の電圧ベクトルを順次出力すると共に、これらの電圧ベクトルを三角波キャリアの周期ごとに変化させることができる。

[0100] (6) 電圧補正部10は、上記の最初の周期の前半期間 T_{c0} では、前述の式(1)、(3)に従って、最大の電圧指令 V_{max} と中間の電圧指令 V_{mid} の差分に基づいて、最大の電圧指令 V_{max} に対するシフト量を決定すると共に、最小の電圧指令 V_{min} と中間の電圧指令 V_{mid} の差分および所定の必要シフト量 V_{shift} に基づいて、最小の電圧指令 V_{min} に対するシフト量を決定する。また、最初の周期の後半期間 T_{c1} では、前述の式(4)、(6)に従って、補正後の電圧指令が0となるように最大の電圧指令 V_{max} に対するシフト量を決定すると共に、必要シフト量 V_{shift} に基づいて最小の電圧指令 V_{min} に対するシフト量を決定する。一方、上記の次の周期の前半期間では、前述の式(7)、(8)に従って、最大の電圧指令 V_{max} と最小の電圧指令 V_{min} の差分に基づいて最大の電圧指令 V_{max} に対するシフト量を決定すると共に、必要シフト量 V_{shift} に基づいて中間の電圧指令 V_{mid} に対するシフト量を決定する。また、次の周期の後半期間では、前述の式(10)、(11)に従って、補正後の電

圧指令が0となるように最大の電圧指令 V_{max} に対するシフト量を決定すると共に、中間の電圧指令 V_{mid} と最小の電圧指令 V_{min} の差分および必要シフト量 V_{shift} に基づいて、中間の電圧指令 V_{mid} に対するシフト量を決定する。このようにしたので、上記のような各相の電圧指令の補正を適切かつ確実に行うことができる。

[0101] (7) 上記の必要シフト量 V_{shift} は、各スイッチング素子のスイッチング状態が変化してからインバータ3の直流母線34に流れる直流シャント電流 I_{DC} を検出するまでの時間に応じて設定することができる。このようにすれば、相電流に応じたシャント電流 I_{DC} を正確に検出することができる。

[0102] (8) 制御装置2は、サンプルホールド回路12により、三角波キャリアが最小値と最大値の中間値をとる時点でインバータ3の直流母線34に流れる直流シャント電流 I_{DC} の検出結果を取得する。このようにしたので、異なる2つの相の相電流に応じたシャント電流 I_{DC} を一定のタイミングごとに取得することができる。

[0103] (第2の実施形態)

次に本発明の第2の実施形態について説明する。図13は、本発明の第2の実施形態に係る制御装置2Bの構成を示す図である。

[0104] 前述の第1の実施形態では、図12に示したように、正弦波状の電流で交流電動機4を駆動するセンサレス駆動制御に適用した例を示した。こうしたセンサレス駆動制御は様々な用途に展開されているが、低速域における性能劣化が問題となっている。その解決策として、たとえば、日本国特開2009-189176号公報に開示されているような、120度通電駆動をベースにした手法が周知である。この手法では、三相のスイッチング素子のうち二相のスイッチング素子のみスイッチング状態を切り替えることで120度通電駆動を行うため、安価なマイコンでの実現が可能である。その反面、120度通電駆動をベースにしているため、トルク脈動が大きく、また電流に含まれる高調波成分が多いため、損失が大きいという問題がある。

[0105] そこで、本実施形態では、交流電動機が低速駆動している低速域では、上

記のような手法を利用して、三相の各スイッチング素子のうち二相のスイッチング素子のみスイッチング状態を切り替えることで、120度通電駆動を行うようにインバータ3を制御する。また、それ以外の中高速域では、第1の実施形態で説明したようなセンサレス駆動制御により、三相の各スイッチング素子のスイッチング状態を切り替えて、三相通電駆動を行うようにインバータ3を制御する。これにより、両者の欠点を補うような構成とする。なお、本発明の正弦波センサレス駆動方法は、前述のように安価なマイコンに適した方式であるため、もともと安価なマイコンで実現できる120度通電駆動との組み合わせに非常に適している。

[0106] 図13に示すように、本実施形態による制御装置2Bでは、図1に示した第1の実施形態による制御装置2の構成に、低速域のセンサレス駆動制御が可能な120度通電駆動を実現するための構成を加えて、これらを切り替えられるようにしている。本制御装置2Bを、図1の制御装置2の代わりに用いることで、本発明の第2の実施形態による交流電動機駆動システムが実現できる。

[0107] 図13において、図1と同じ構成には、同一の符号を付している。この図13に示した制御装置2Bには、図1の構成に加えて、120度通電部17と、120度通電駆動向けのPWMを行う120度PWM部18と、120度通電駆動と三相通電駆動を切り替えるための切替スイッチ19a~19eからなる。また、図1のd軸電流制御器7および位置・速度推定部15に替えて、d軸電流制御器7Bおよび位置・速度推定部15Bを有している。

[0108] 120度通電部17は、120度通電駆動を行うための位相値 θ_{dcB} と、120度通電駆動を行った結果から演算により求められた速度推定値 ω_{1cB} とを出力する。位相値 θ_{dcB} は、60度毎の離散的な値である。この位相値 θ_{dcB} と、位置・速度推定部15Bから出力される連続的な値である位相値 θ_{dcS} とを、切替スイッチ19cにて切替え、dq逆変換器9に出力する。なお、各切替スイッチ19a~19eは、120度通電駆動時には「0」側に切り替えられ、三相通電駆動時には「1」側に切り替えられる

- 。
- [0109] 切替スイッチ 19 e は、120 度通電部 17 から出力される速度推定値 ω_{1cB} と、位置・速度推定部 15 B から出力される速度推定値 ω_{1cS} とを切り替え、いずれか一方を交流電動機 4 の電気角速度 ω_{1c} として速度変換部 16 に出力する。
- [0110] 切替スイッチ 19 a は、PWM 発生部 11 から出力される三相通電駆動用の PWM 波形と、120 度 PWM 部 18 から出力される 120 度通電駆動用の PWM 波形とを切り替え、いずれか一方をインバータ 3 に出力する。
- [0111] 切替スイッチ 19 d は、q 軸電流制御器 8 へのフィードバック電流として、dq 変換器 14 により座標変換された q 軸電流 I_q と、サンプルホールド回路 12 によりサンプリングされたシャント電流 I_{DC} の検出結果とを切り替える。なお、120 度通電駆動時には、電流制御は 1 つでよいので、シャント電流 I_{DC} の検出値をそのままフィードバックすればよい。
- [0112] 切替スイッチ 19 b は、0 と、d 軸電流制御器 7 B から出力される値とを切り替え、いずれか一方を d 軸電圧指令 V_d^* として dq 逆変換器 9 に出力する。120 度通電駆動時には、「d 軸」という概念がない。そのため、d 軸電圧指令 V_d^* が 0 になるように、切替スイッチ 19 b にて切り替えている。なお、q 軸電流制御器 8 から出力される q 軸電圧指令 V_q^* は、120 度通電駆動時および三相通電駆動時において共通に用いられる。
- [0113] d 軸電流制御器 7 B は、d 軸電流 I_d のフィードバック制御は行わずに、三相通電駆動において用いられる d 軸電圧指令 V_d^* を q 軸電流指令 I_q^* から直接演算して求めている。ここで、120 度通電駆動と三相通電駆動の切替を行う場合、d 軸電流制御器 7 B における値の処理が問題となる。たとえば、d 軸電圧指令 V_d^* を PI 制御（比例積分制御）により求める場合、積分器の初期値設定に関する問題や、120 度通電駆動時の動作に関する問題が生じる。そこで、本実施形態では、d 軸電流制御器 7 B において、q 軸電流指令 I_q^* に基づくフィードフォワード演算により d 軸電圧指令 V_d^* を決定するようにして、フィードバック制御を行わないようにした。この結

果、120度通電駆動と三相通電駆動の切替をスムーズに行うことができる。なお、q軸電流指令 I_q^* に替えて、電流推定部21により推定されたq軸電流 I_q に基づくフィードフォワード演算により、d軸電圧指令 V_d^* を決定してもよい。

[0114] d軸電流制御器7Bは、一次遅れフィルタ71、乗算器72、q軸インダクタンス設定器73および符号反転器74からなる。これらの構成によって実現される演算処理は、交流電動機4のd軸電圧に対するフィードフォワード演算となるため、三相通電駆動を安定に行うことができる。なお、一次遅れフィルタ71の時定数 T_r は、たとえばq軸電流制御器8の応答設定値に応じて設定しておけばよい。

[0115] 位置・速度推定部15Bは、軸誤差推定器151、零設定器152、PI制御器153、減算器6cおよび位相演算器154からなる。このような位置・速度推定部15Bの構成は、中高速センサレスの位置・速度推定器として周知である。

[0116] 軸誤差推定器151は、永久磁石モータである交流電動機4の実際の回転子位置と、制御装置2Bで演算された回転子位置との偏差を推定演算し、その結果を軸誤差 $\Delta\theta_{dc}$ として出力する。

[0117] 減算器6cは、零設定器152から出力される「0」と、軸誤差推定器151からの軸誤差 $\Delta\theta_{dc}$ との差分を求め、その演算結果をPI制御器153に出力する。

[0118] PI制御器153は、減算器6cからの差分が0となるように速度推定値 ω_{1cS} を演算することで、軸誤差 $\Delta\theta_{dc}$ の値を0とするための制御を行う。このPI制御器153により、PLL (Phase Locked Loop) が構成される。なお、PI制御器153により求められた速度推定値 ω_{1cS} は、交流電動機4の電気角速度に相当するものである。

[0119] 位相演算器154は、PI制御器153からの速度推定値 ω_{1cS} を積分処理することで、位相値 θ_{dcS} を求める。この位相値 θ_{dcS} は、位置・速度推定部15Bから切替スイッチ19cに出力される。

[0120] 以上説明した本発明の第2の実施形態によれば、前述の第1の実施形態による(1)～(8)の各作用効果に加えて、さらに以下の(9)、(10)の作用効果を奏する。

[0121] (9) 制御装置2Bは、交流電動機4が低速駆動している低速域では、インバータ3のスイッチング素子のうち、二相のスイッチング素子のみスイッチング状態を切り替えて120度通電駆動を行うように、インバータ3を制御する。また、低速域以外の速度域では、三相のスイッチング素子のスイッチング状態を切り替えて三相通電駆動を行うように、インバータ3を制御する。このようにしたので、低速域から高速域までのあらゆる速度域において、高性能なセンサレス駆動を実現することができる。

[0122] (10) 制御装置2Bは、三相通電駆動において用いられるd軸電圧指令 V_d^* を出力するd軸電流制御器7Bと、120度通電駆動および三相通電駆動において共通に用いられるq軸電圧指令 V_q^* を出力するq軸電流制御器8とを備える。d軸電流制御器7Bは、外部から入力されるq軸電流指令 I_q^* または交流電動機4に流れる電流の検出結果であるq軸電流 I_q に基づくフィードフォワード演算により、d軸電圧指令 V_d^* を出力する。このようにしたので、120度通電駆動と三相通電駆動の切替をスムーズに行うことができる。

[0123] なお、本実施形態では、上記のd軸電流制御器7Bを用いずに、第1の実施形態で説明したようなd軸電流制御器7を用いたフィードバック演算により、d軸電圧指令 V_d^* を出力することもできる。ただし、本発明の特徴である、低機能マイコンによる処理の実現という観点からは、図13のような構成の方がより望ましい。

[0124] (第3の実施形態)

次に本発明の第3の実施形態について説明する。図14は、本発明の第3の実施形態に係る交流電動機駆動システム40の構成を示す図である。

[0125] 図14に示す交流電動機駆動システム40は、第1の実施形態で説明したq軸電流指令発生器1、制御装置2、インバータ3および交流電動機4を一

体化して構成されている。q軸電流指令発生器1、制御装置2およびインバータ3は、1つの回路基板上に実装された駆動制御基板41として、交流電動機4の内部にパッケージされている。

[0126] 一体化された交流電動機駆動システム40への配線は、たとえば図14に示す電源線および通信線のみとすることができる。電源線は、インバータ3に接続され、スイッチング素子への直流電源等を供給するために用いられる。通信線は、q軸電流指令発生器1や制御装置2に接続され、q軸電流指令発生器1に入力される回転速度指令の送信や、制御装置2から出力される動作状態の送信などに用いられる。

[0127] 以上説明した本発明の第3の実施形態によれば、交流電動機駆動システム40として、q軸電流指令発生器1、制御装置2、インバータ3および交流電動機4が全て一体化されているため、小型化を実現できる。また、各構成間の配線を無くすることができるため、取扱性の向上を図ることができる。

[0128] なお、交流電動機駆動システム40において、制御装置2に替えて制御装置2Bを用いることで、前述の第2の実施形態で説明したような構成を適用してもよい。

[0129] (第4の実施形態)

次に本発明の第4の実施形態について説明する。図15は、本発明の第4の実施形態に係る油圧制御システムの構成を示す図である。

[0130] 図15に示す油圧制御システムは、たとえば自動車内部のトランスミッションの油圧制御や、ブレーキの油圧制御などに用いられるものである。この油圧制御システムは、油圧制御ユニット25および油圧回路50により構成されている。

[0131] 油圧制御ユニット25は、第1の実施形態で説明したq軸電流指令発生器1、制御装置2、インバータ3および交流電動機4と、交流電動機4に取り付けられたオイルポンプ26により構成されている。オイルポンプ26は、交流電動機4の駆動に応じて動作し、油圧回路50の油圧を制御する。

[0132] 油圧回路50は、作動油を貯蔵するタンク51と、油圧を設定値以下に保

つりリーフバルブ 52 と、作動油の吐出先を切り替えるソレノイドバルブ 53 と、油圧アクチュエータとして動作するシリンダ 54 で構成される。

[0133] オイルポンプ 26 は、交流電動機 4 の駆動に応じて動作することで油圧を生成し、油圧アクチュエータであるシリンダ 54 を駆動する。このとき、油圧回路 50 において、ソレノイドバルブ 53 により作動油の吐出先が切り替えられると、オイルポンプ 26 の負荷が変化し、油圧制御ユニット 25 に対する負荷外乱が発生する。その結果、定常状態の圧力に比べて数倍以上の負荷が生じることで、交流電動機 4 が停止してしまうことがある。このように交流電動機 4 が停止しても、本実施形態による油圧駆動システムでは、第 1 の実施形態で説明したような方法で交流電動機 4 の駆動制御を行うことにより、停止状態での回転子位置を推定可能である。したがって、何ら問題が生じない。

[0134] なお、従来の油圧制御システムでは、リリーフバルブ 52 により、交流電動機 4 の多大な負荷となる油圧を逃がすことが必須であった。しかし、本実施形態によれば、以下で説明するように、リリーフバルブ 52 を排除してもよい。

[0135] 図 16 は、本発明の第 4 の実施形態に係る油圧制御システムの構成の変形例を示す図である。この油圧制御システムには、図 15 では存在しているリリーフバルブ 52 が設けられていない。すなわち、本実施形態による油圧制御システムでは、交流電動機 4 への全速度域の制御性能が向上できるため、過大負荷を避けるための機械的な保護装置であるリリーフバルブなしで、油圧のコントロールが可能となる。

[0136] 以上説明した本発明の第 4 の実施形態によれば、様々な用途の油圧制御において本発明を適用することができる。

[0137] なお、上記第 4 の実施形態では、作動油の圧力を制御する油圧制御への適用例を説明したが、たとえば水など、他の流体の圧力制御において適用してもよい。すなわち本発明は、交流電動機の駆動によりポンプを動作させることで流体圧を制御する様々な流体圧制御システムにおいて適用可能である。

[0138] また、油圧制御ユニット 25 において、制御装置 2 に替えて制御装置 2 B を用いることで、前述の第 2 の実施形態で説明したような構成を適用してもよい。さらに、第 3 の実施形態で説明したような構成としてもよい。

[0139] (第 5 の実施形態)

次に本発明の第 5 の実施形態について説明する。図 17 は、本発明の第 5 の実施形態に係る位置決めシステムの構成を示す図である。

[0140] 図 17 に示す位置決めシステムは、第 1 の実施形態で説明した制御装置 2、インバータ 3 および交流電動機 4 と、q 軸電流指令発生器 1 C と、位置決め装置 70 により構成されている。

[0141] q 軸電流指令発生器 1 C は、位置制御器 101、速度制御器 102、減算器 6 d および減算器 6 e により構成される。

[0142] 減算器 6 d は、外部から入力される位置指令 θ^* と、制御装置 2 により求められた位相角 θ_{dc} との差分を演算し、その演算結果を位置制御器 101 に出力する。位置制御器 101 は、減算器 6 d からの演算結果に基づいて、速度指令 ω_r^* を求める。減算器 6 e は、位置制御器 101 からの速度指令 ω_r^* と、制御装置 2 により求められた交流電動機 4 の回転速度 ω_r との差分を演算し、その演算結果を速度制御器 102 に出力する。速度制御器 102 は、減算器 6 e からの演算結果に基づいて、q 軸電流指令 i_q^* を求め、制御装置 2 に出力する。

[0143] 位置決め装置 70 は、交流電動機 4 の負荷として、交流電動機 4 の回転軸に接続されている。この位置決め装置 70 は、たとえばボールねじなどを利用した装置であり、交流電動機 4 の駆動に応じて動作することで対象物の位置を調整することができる。なお、位置決め装置 70 には位置センサは取り付けられておらず、位置制御器 101 では、制御装置 2 から出力される位相角 θ_{dc} をそのまま用いて、交流電動機 4 の駆動制御を行う。これにより、位置決め装置 70 の動作を制御して、位置指令 θ^* に応じた対象物の位置調整を行うことができる。したがって、位置センサを用いることなく、対象物の位置制御が可能となる。

[0144] 以上説明した本発明の第5の実施形態によれば、様々な対象物の位置制御において本発明を適用することができる。

[0145] なお、上記の位置決めシステムにおいて、制御装置2に替えて制御装置2Bを用いることで、前述の第2の実施形態で説明したような構成を適用してもよい。さらに、第3の実施形態で説明したような構成としてもよい。

[0146] 以上、本発明の様々な実施形態を具体的に説明したが、本発明は、これらの実施形態に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で種々の変更が可能であることは言うまでもない。上記の各実施形態や変形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るものではない。

[0147] 次の優先権基礎出願の開示内容は引用文としてここに組み込まれる。

日本国特許出願2013年第172202号（2013年8月22日出願）

符号の説明

[0148] 1：q軸電流指令発生器、2：制御装置、3：インバータ、4：交流電動機、5：d軸電流指令発生器、6a～6e：減算器、7：d軸電流制御器、8：q軸電流制御器、9：dq逆変換器、10：電圧補正部、11：PWM発生部、12：サンプルホールド回路、13：電流再現器、14：dq変換器、15：位置・速度推定部、16：速度変換部、17：120度通電部、18：120度PWM部、19a～19e：切替スイッチ、20：電圧指令発生部、21：電流推定部、31：直流電源、32：インバータ主回路、33：出力ブリドライバ、34：直流母線、35：シャント電流検出器

請求の範囲

[請求項1]

三相の交流電動機と接続されたインバータに接続され、前記インバータにおいて正極側と負極側にそれぞれ三相ずつ設けられたスイッチング素子のスイッチング状態に応じて前記交流電動機の駆動を制御する交流電動機の制御装置であって、

前記インバータは、前記スイッチング素子のスイッチング状態に応じて、8通りの電圧ベクトルを前記交流電動機に出力可能であり、

前記電圧ベクトルは、正極側の全ての前記スイッチング素子がオンであり、負極側の全ての前記スイッチング素子がオフであるスイッチング状態と、正極側の全ての前記スイッチング素子がオフであり、負極側の全ての前記スイッチング素子がオンであるスイッチング状態とにそれぞれ対応する2種類の零ベクトルを含み、

前記交流電動機の制御装置は、

前記零ベクトルを除くいずれかの電圧ベクトルを第1の電圧ベクトルとして出力するように前記インバータを制御し、

前記第1の電圧ベクトルを出力した後、前記零ベクトルを除いた前記第1の電圧ベクトルとは異なるいずれかの電圧ベクトルを、第2の電圧ベクトルとして出力するように前記インバータを制御し、

前記第2の電圧ベクトルを出力した後、前記零ベクトルを出力するように前記インバータを制御し、

前記零ベクトルを出力した後、前記第1の電圧ベクトルを反転した電圧ベクトルを第3の電圧ベクトルとして出力するように前記インバータを制御することにより、前記交流電動機の駆動を制御する交流電動機の制御装置。

[請求項2]

請求項1に記載の交流電動機の制御装置において、

前記第1の電圧ベクトル、前記第2の電圧ベクトル、前記零ベクトルおよび前記第3の電圧ベクトルを繰り返して順次出力するように前記インバータを制御し、

前記第 1 の電圧ベクトルおよび前記第 3 の電圧ベクトルとして、前回とは異なる種類の電圧ベクトルをそれぞれ出力するように前記インバータを制御する交流電動機の制御装置。

[請求項3] 請求項 1 または 2 に記載の交流電動機の制御装置において、
前記第 1 の電圧ベクトルおよび前記第 3 の電圧ベクトルの出力期間中に、前記インバータの直流母線に流れる直流電流の検出結果に基づいて、前記交流電動機の相電流を求める電流推定部を備える交流電動機の制御装置。

[請求項4] 請求項 1 乃至 3 のいずれか一項に記載の交流電動機の制御装置において、
三相の電圧指令を発生する電圧指令発生部と、
前記電圧指令を補正する電圧補正部と、
前記電圧補正部により補正された補正後の電圧指令と、所定周期の三角波キャリアとを比較し、その比較結果に基づいて三相の PWM 波形を発生する PWM 発生部と、を備え、
前記 PWM 発生部により発生された PWM 波形を前記インバータに出力することで、前記スイッチング素子のスイッチング状態を制御して、前記交流電動機の駆動を制御する交流電動機の制御装置。

[請求項5] 請求項 4 に記載の交流電動機の制御装置において、
前記電圧補正部は、
前記三角波キャリアの連続する 2 周期のうち最初の周期では、前記三相の電圧指令で中間の電圧指令を 0 とし、さらに前記三相の電圧指令で最大の電圧指令および最小の電圧指令をシフトさせることにより、前記電圧指令を補正し、
前記最初の周期に続く次の周期では、前記最小の電圧指令を 0 とし、さらに前記最大の電圧指令および前記中間の電圧指令をシフトさせることにより、前記電圧指令を補正する交流電動機の制御装置。

[請求項6] 請求項 5 に記載の交流電動機の制御装置において、

前記電圧補正部は、

前記最初の周期の前半期間では、前記最大の電圧指令と前記中間の電圧指令の差分に基づいて前記最大の電圧指令に対するシフト量を決定すると共に、前記最小の電圧指令と前記中間の電圧指令の差分および所定の必要シフト量に基づいて前記最小の電圧指令に対するシフト量を決定し、

前記最初の周期の後半期間では、補正後の電圧指令が0となるように前記最大の電圧指令に対するシフト量を決定すると共に、前記必要シフト量に基づいて前記最小の電圧指令に対するシフト量を決定し、

前記次の周期の前半期間では、前記最大の電圧指令と前記最小の電圧指令の差分に基づいて前記最大の電圧指令に対するシフト量を決定すると共に、前記必要シフト量に基づいて前記中間の電圧指令に対するシフト量を決定し、

前記次の周期の後半期間では、補正後の電圧指令が0となるように前記最大の電圧指令に対するシフト量を決定すると共に、前記中間の電圧指令と前記最小の電圧指令の差分および前記必要シフト量に基づいて前記中間の電圧指令に対するシフト量を決定する交流電動機の制御装置。

[請求項7] 請求項6に記載の交流電動機の制御装置において、

前記必要シフト量は、前記スイッチング素子のスイッチング状態が変化してから前記インバータの直流母線に流れる直流電流を検出するまでの時間に応じて設定される交流電動機の制御装置。

[請求項8] 請求項4乃至7のいずれか一項に記載の交流電動機の制御装置において、

前記三角波キャリアが最小値と最大値の中間値をとる時点で前記インバータの直流母線に流れる直流電流の検出結果を取得する交流電動機の制御装置。

[請求項9] 請求項1乃至8のいずれか一項に記載の交流電動機の制御装置にお

いて、

前記交流電動機が低速駆動している低速域では、前記スイッチング素子のうち、二相のスイッチング素子のみスイッチング状態を切り替えて120度通電駆動を行うように、前記インバータを制御し、

前記低速域以外の速度域では、三相の前記スイッチング素子のスイッチング状態を切り替えて三相通電駆動を行うように、前記インバータを制御する交流電動機の制御装置。

[請求項10]

請求項9に記載の交流電動機の制御装置において、

前記三相通電駆動において用いられる第1の電圧指令を出力する第1の電流制御器と、

前記120度通電駆動および前記三相通電駆動において共通に用いられる第2の電圧指令を出力する第2の電流制御器と、を備え、

前記第1の電流制御器は、外部から入力される電流指令または前記交流電動機に流れる電流の検出結果に基づくフィードフォワード演算により、前記第1の電圧指令を出力する交流電動機の制御装置。

[請求項11]

請求項1乃至10のいずれか一項に記載の交流電動機の制御装置と、

前記交流電動機の制御装置に接続され、正極側と負極側にそれぞれ三相ずつスイッチング素子が設けられたインバータと、

前記交流電動機の制御装置により、前記スイッチング素子のスイッチング状態に応じて駆動制御される三相の交流電動機と、を備え、

前記交流電動機の制御装置、前記インバータおよび前記交流電動機は、一体化されている交流電動機駆動システム。

[請求項12]

請求項1乃至10のいずれか一項に記載の交流電動機の制御装置と、

前記交流電動機の制御装置に接続され、正極側と負極側にそれぞれ三相ずつスイッチング素子が設けられたインバータと、

前記交流電動機の制御装置により、前記スイッチング素子のスイッ

チング状態に応じて駆動制御される三相の交流電動機と、

前記交流電動機の駆動に応じて動作し、流体圧を制御するポンプとを備える流体圧制御システム。

[請求項13] 請求項1乃至10のいずれか一項に記載の交流電動機の制御装置と、

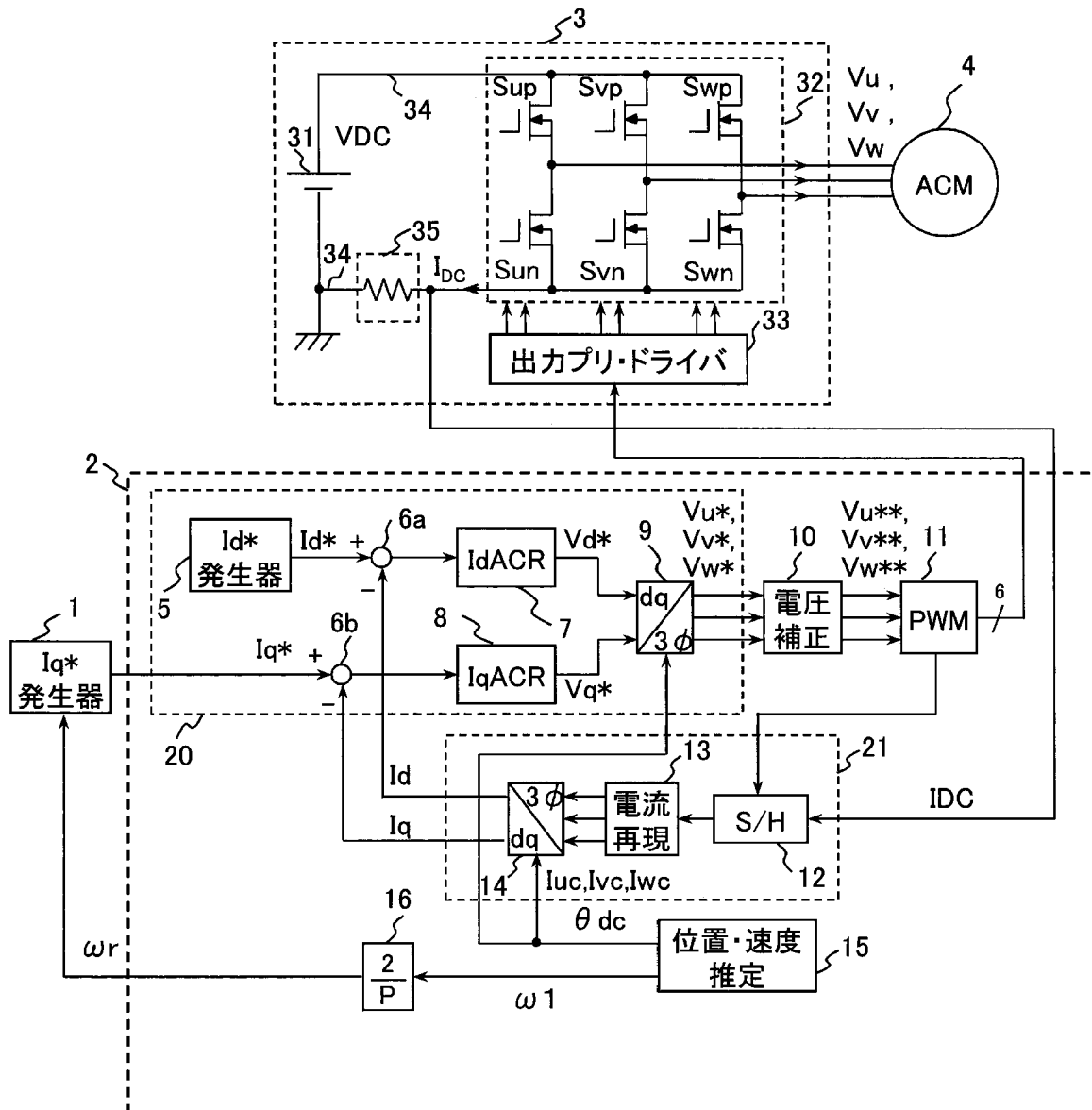
前記交流電動機の制御装置に接続され、正極側と負極側にそれぞれ三相ずつスイッチング素子が設けられたインバータと、

前記交流電動機の制御装置により、前記スイッチング素子のスイッチング状態に応じて駆動制御される三相の交流電動機と、

前記交流電動機の駆動に応じて動作し、対象物の位置を調整する位置決め装置とを備える位置決めシステム。

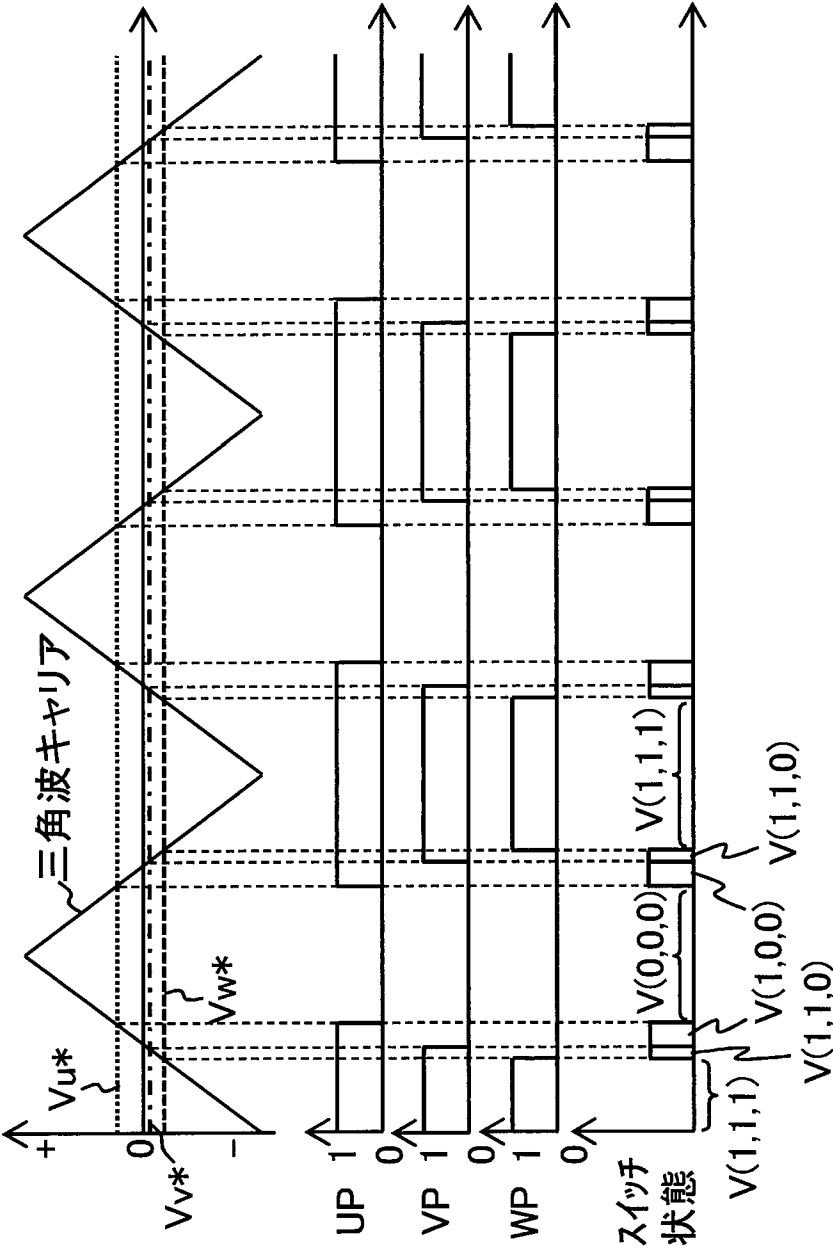
【図1】

【図1】



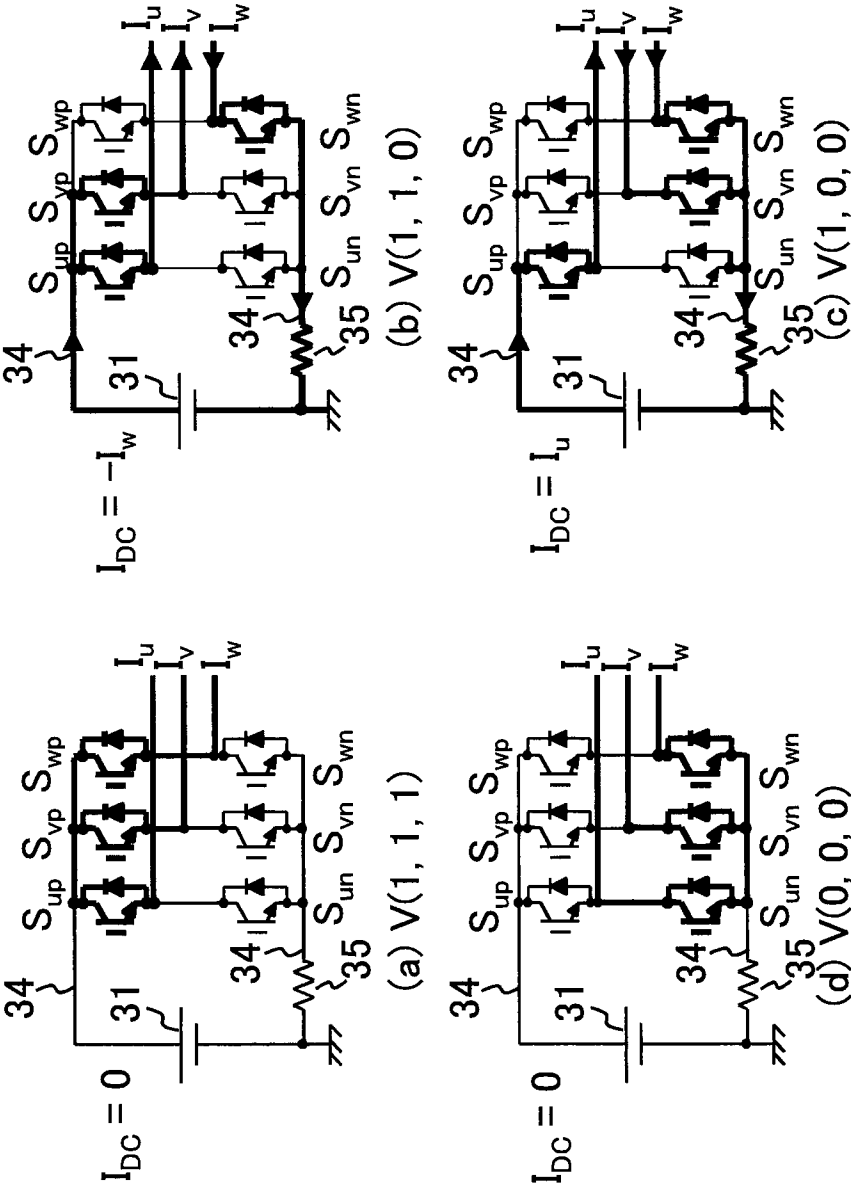
[図2]

【図2】



[図3]

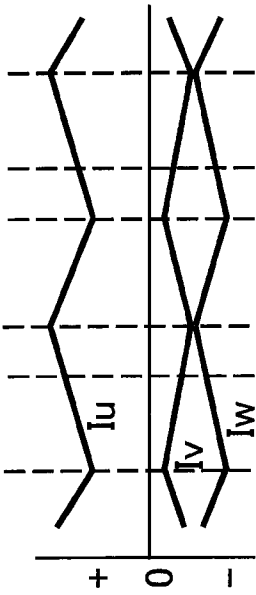
【図3】



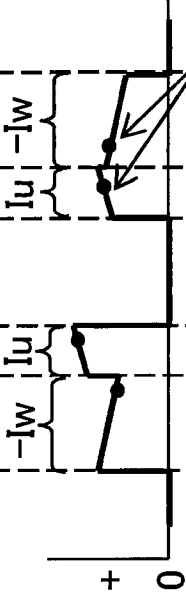
[図4]

【図4】

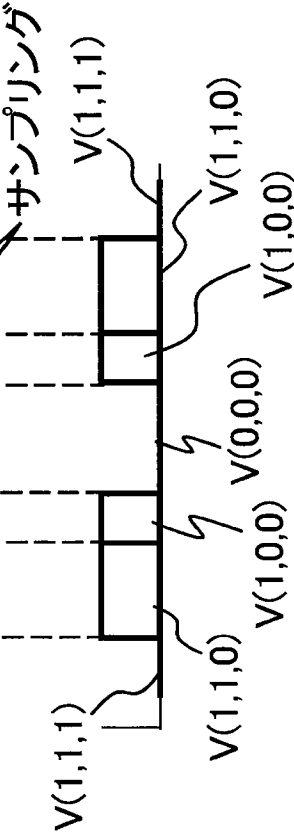
(a) モータ電流



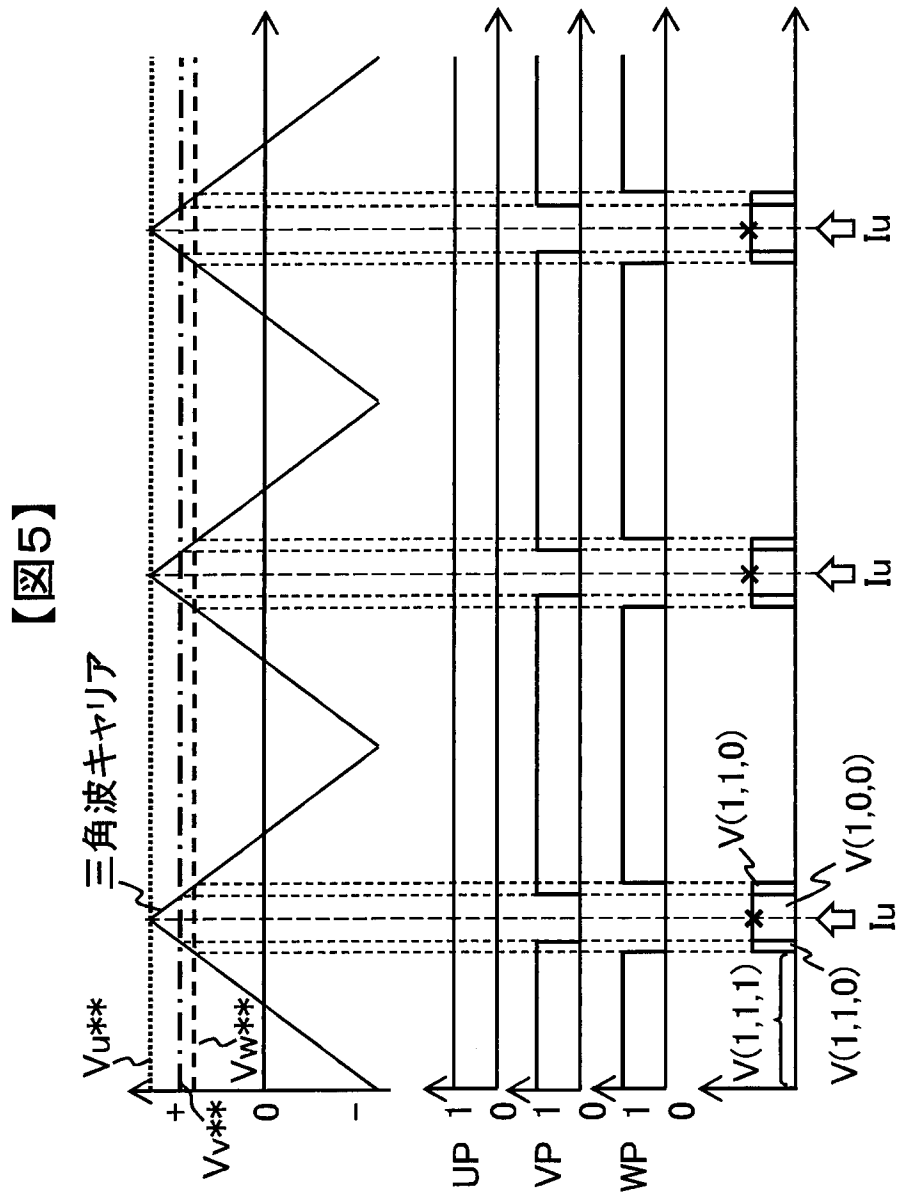
(b) シヤント電流



(c) スイッチ状態

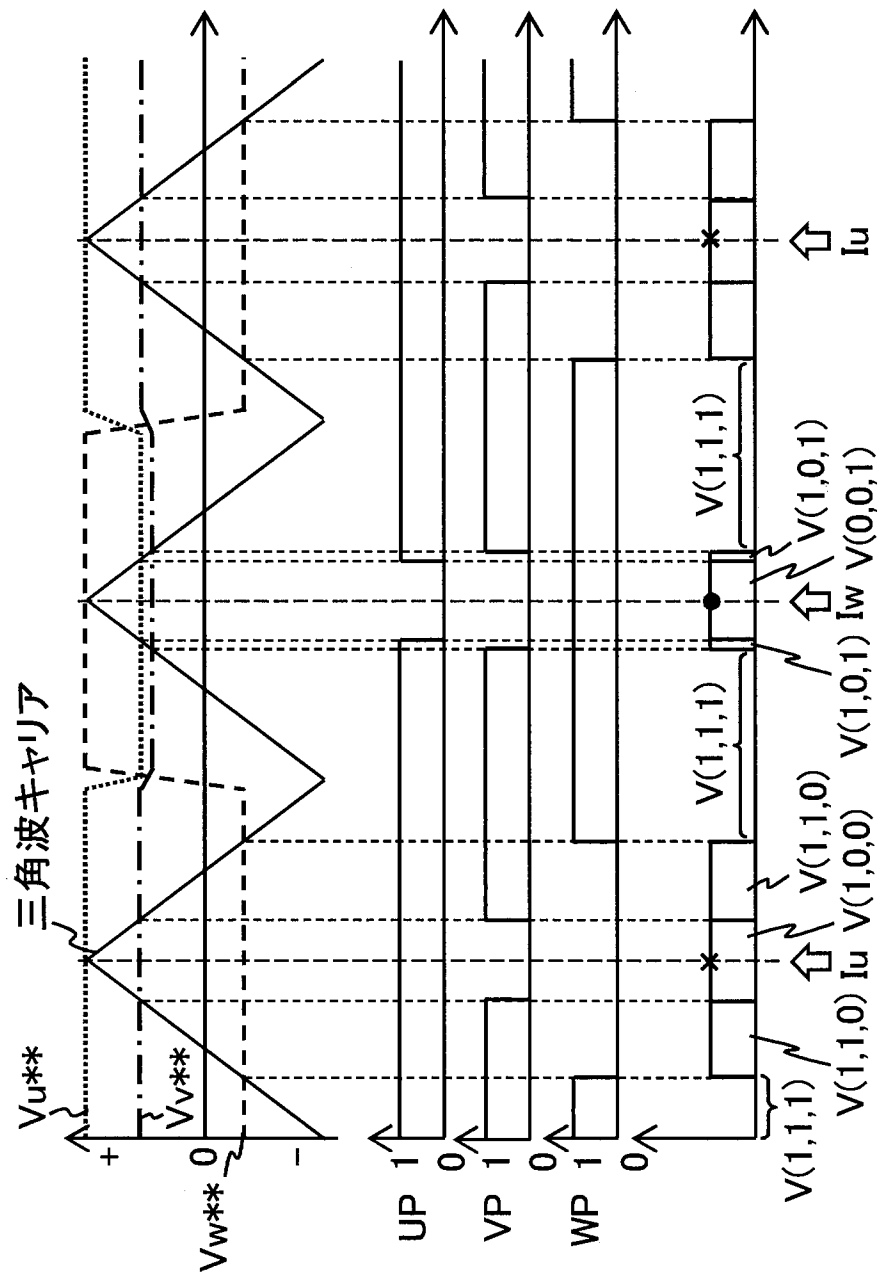


【図5】



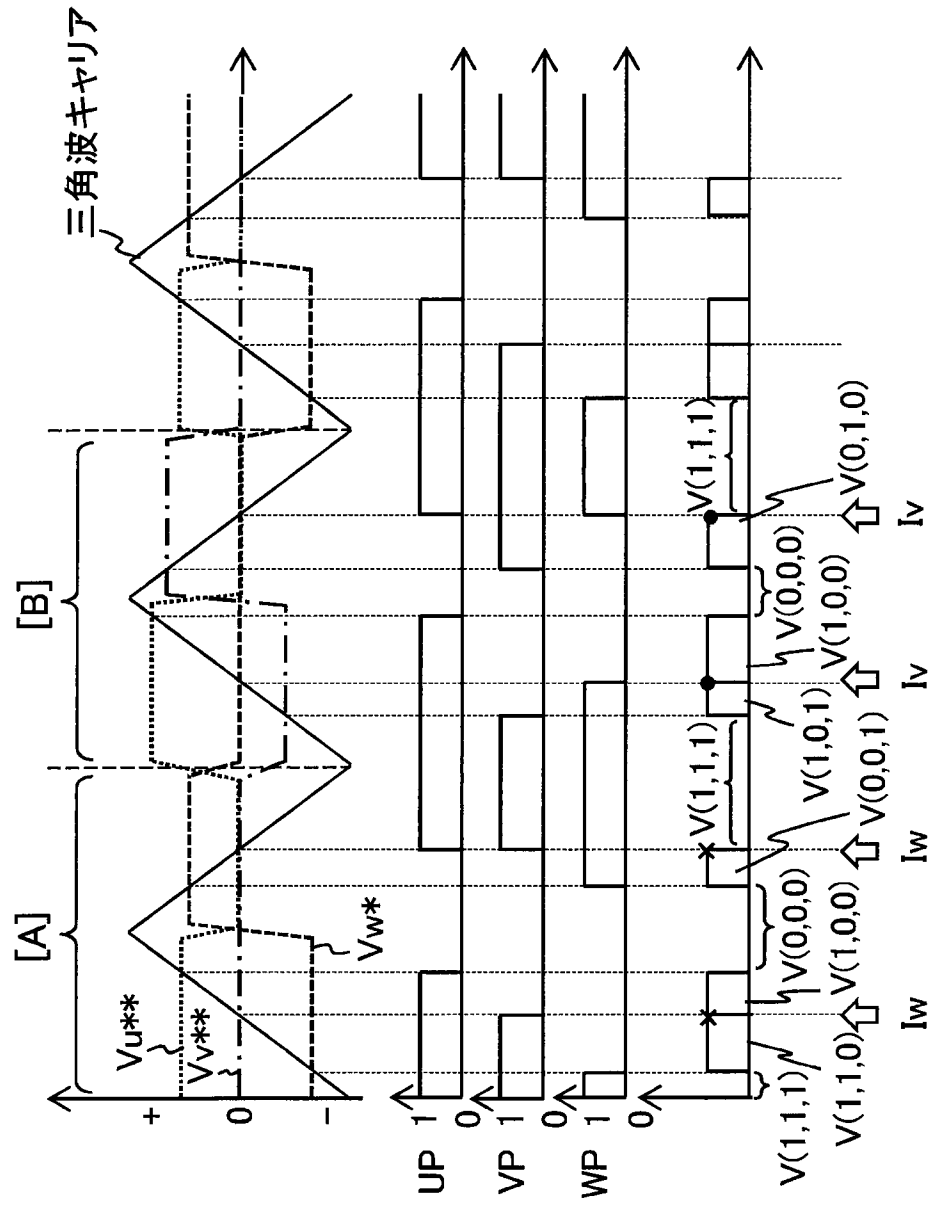
【図6】

【図6】



【図7】

【図7】



[図8]

【図8】

電圧 ベクトル	第1	第2	第3	第4
	第1	第2	第3	第4
電圧	$V(1, 1, 0)$	$V(1, 0, 0)$	$V(0, 0, 0)$	$V(1, 1, 1)$
検出電流	I_w	(I_u)	I_w	-

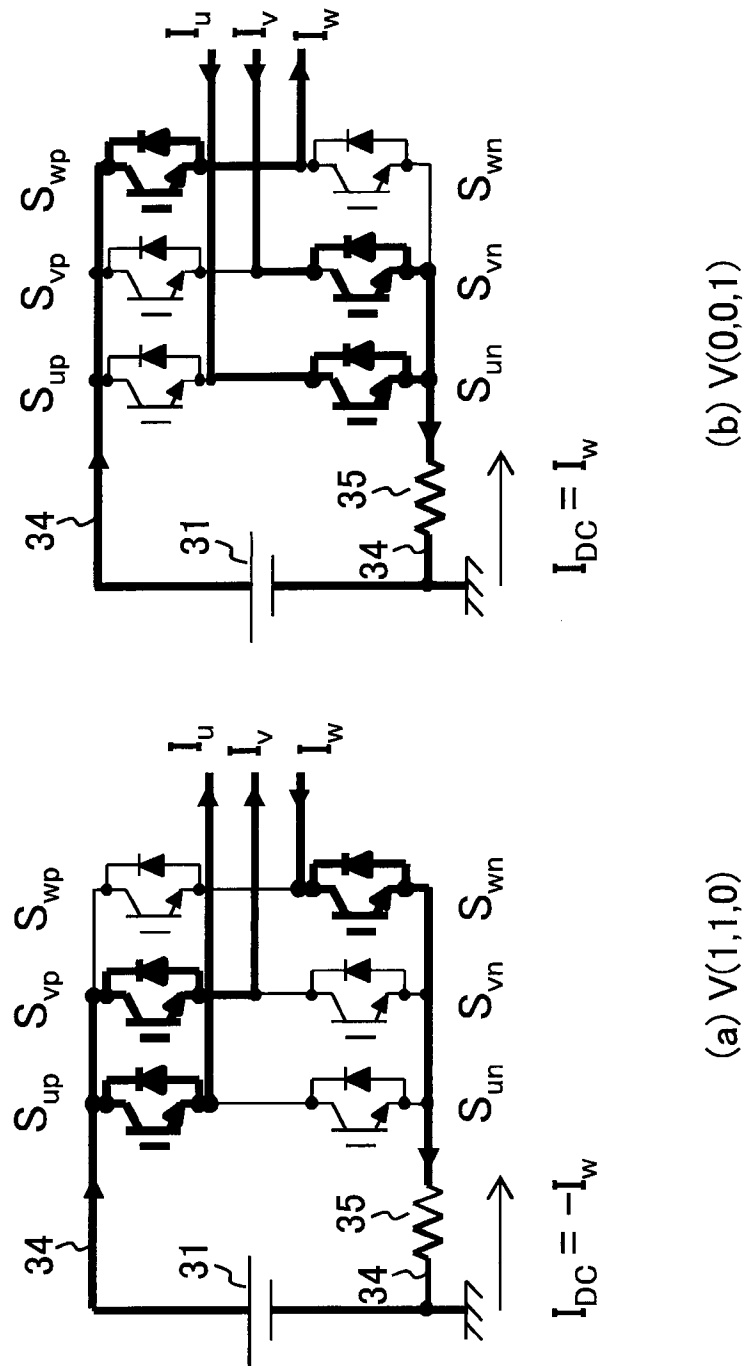
[図9]

【図9】

電圧 ベクトル	零	第1	第2	零	第3	零
	V(1, 1, 1)	V(1, 0, 1)	V(1, 0, 0)	V(0, 0, 0)	V(0, 1, 0)	V(1, 1, 1)
検出電流	-	I _v	(I _u)	-	I _v	-

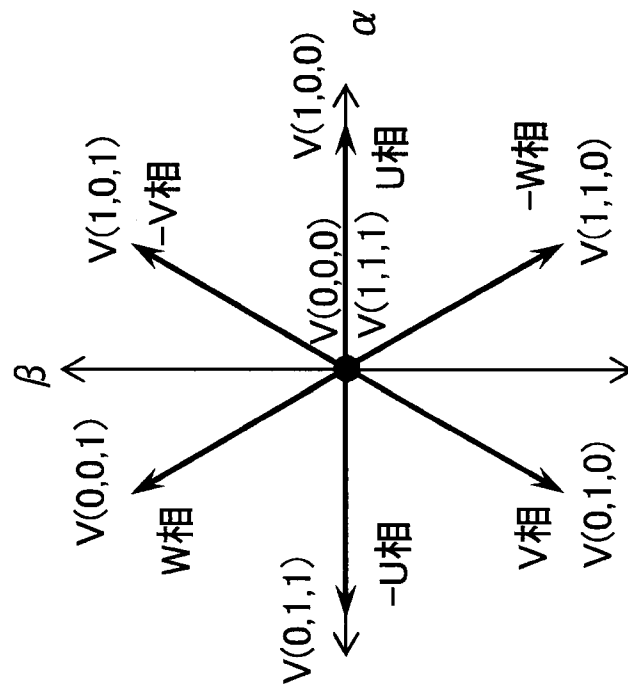
【図10】

【図10】



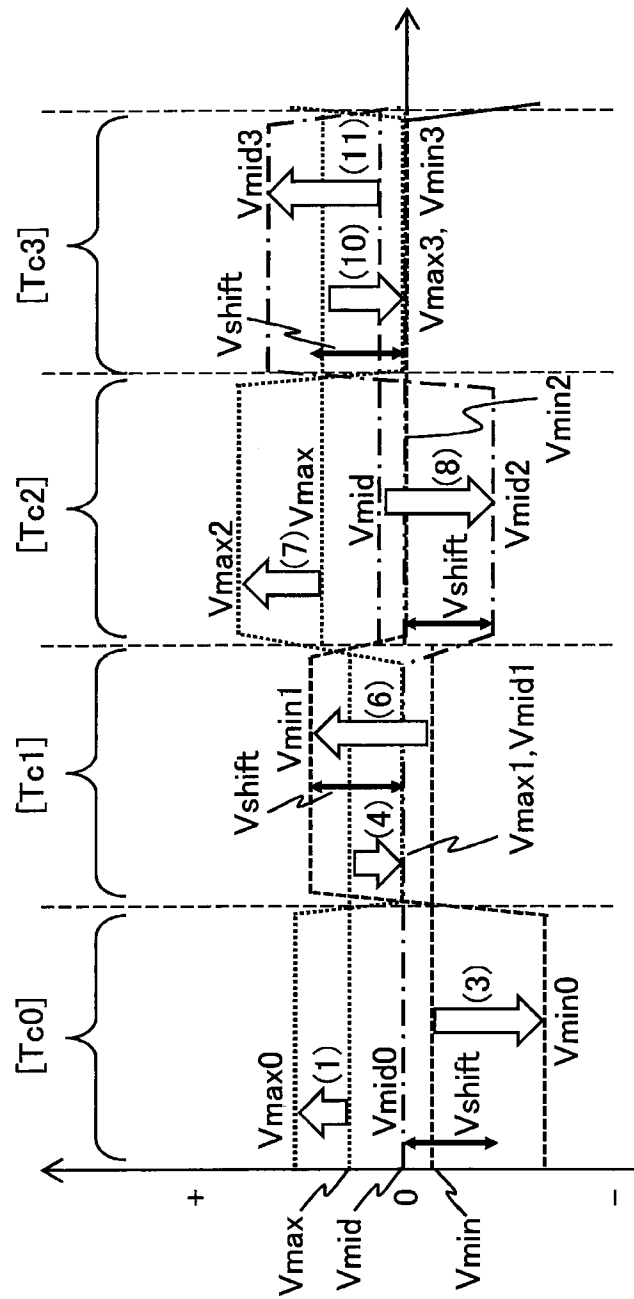
[図11]

【図11】



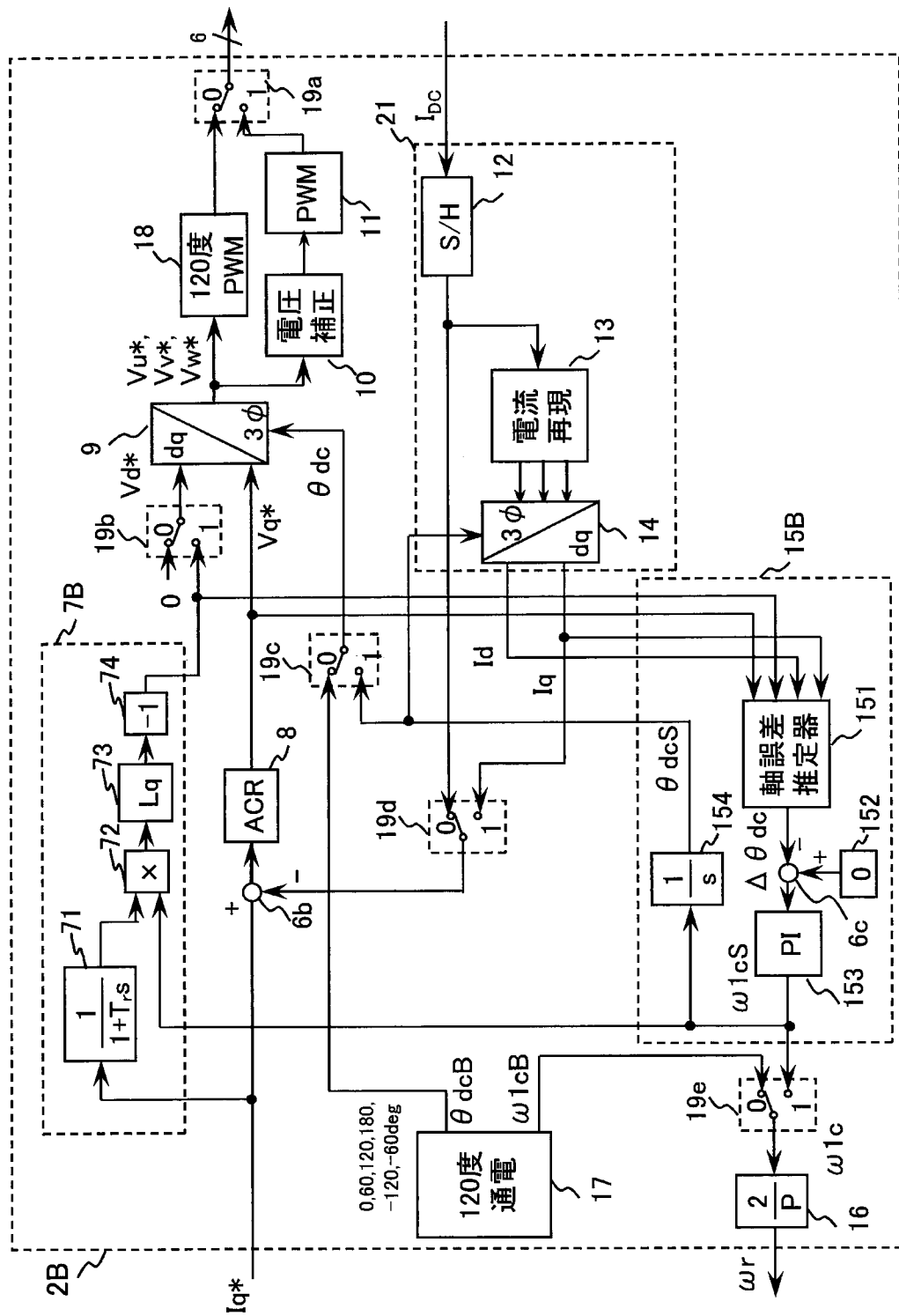
[図12]

【図12】

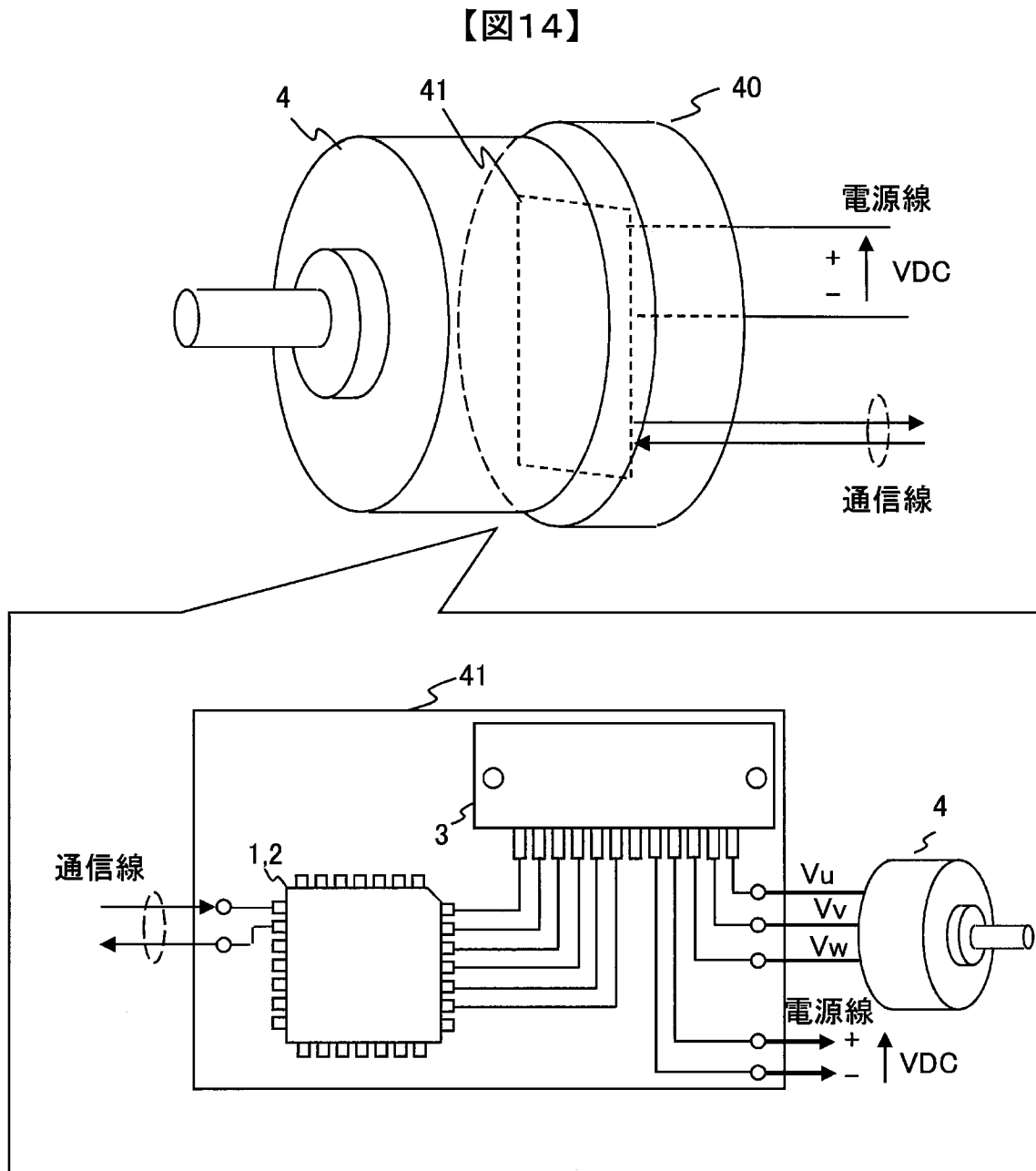


【図13】

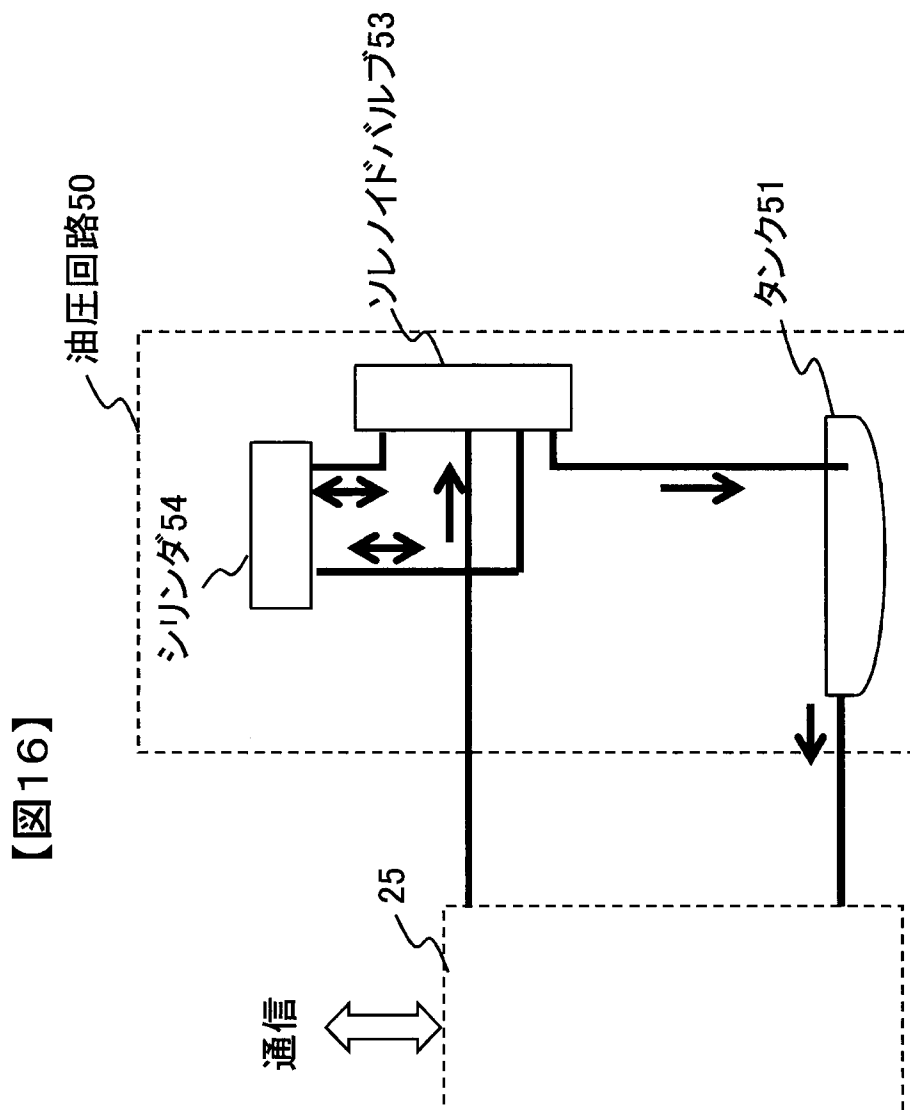
【図13】



[図14]

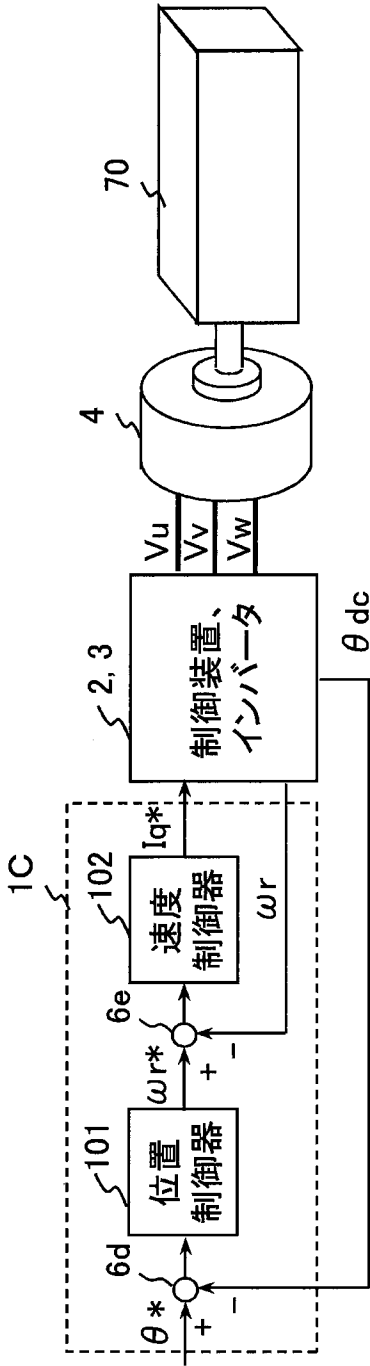


[図16]



[図17]

【図17】



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2014/067664

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P6/16(2006.01)i, H02P21/00(2006.01)i, H02P27/04(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)

H02P6/16, H02P21/00, H02P27/04

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	1996-2014
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2014	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2014

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.
X Y A	WO 2012/157039 A1 (Hitachi, Ltd.), 22 November 2012 (22.11.2012), fig. 8 to 10, 22 to 26; paragraphs [0091] to [0097], [0130] & US 2014/0077738 A1 & EP 2709267 A1 & CN 103534929 A	1, 3-4, 11-13 9 2, 5-8, 10
Y	JP 2013-59197 A (Hitachi Industrial Equipment System Co., Ltd.), 28 March 2013 (28.03.2013), claim 4; fig. 1 & WO 2013/035382 A1	9
A	JP 2012-205370 A (Fujitsu General Ltd.), 22 October 2012 (22.10.2012), fig. 1, 5 to 6 (Family: none)	1-13

☒ 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
28 August, 2014 (28.08.14)

Date of mailing of the international search report
09 September, 2014 (09.09.14)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2014/067664

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2012-60847 A (Mitsubishi Electric Corp.), 22 March 2012 (22.03.2012), fig. 3 to 4 (Family: none)	1-13
A	JP 2011-50198 A (Hitachi Industrial Equipment System Co., Ltd.), 10 March 2011 (10.03.2011), fig. 1, 10 & US 2011/0050140 A1 & EP 2290807 A2 & CN 102005996 A	1-13
A	JP 2003-189670 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 04 July 2003 (04.07.2003), fig. 1 to 16 & KR 10-2003-0051223 A & CN 1426163 A	1-13

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H02P6/16(2006.01)i, H02P21/00(2006.01)i, H02P27/04(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. H02P6/16, H02P21/00, H02P27/04

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 4 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 4 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 4 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
X Y A	WO 2012/157039 A1（株式会社日立製作所）2012.11.22, 図8-10、 22-26、段落[0091]-[0097]、[0130] & US 2014/0077738 A1 & EP 2709267 A1 & CN 103534929 A	1, 3-4, 11-13 9 2, 5-8, 10
Y	JP 2013-59197 A（株式会社日立産機システム）2013.03.28, 請求項 4、図1 & WO 2013/035382 A1	9
A	JP 2012-205370 A（株式会社富士通ゼネラル）2012.10.22, 図1、 5-6（ファミリーなし）	1-13

☒ 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

2 8 . 0 8 . 2 0 1 4

国際調査報告の発送日

0 9 . 0 9 . 2 0 1 4

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）

マキロイ 寛済

3 V

4 0 3 1

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 3 5 7

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	JP 2012-60847 A (三菱電機株式会社) 2012.03.22, 図3-4 (ファミリーなし)	1-13
A	JP 2011-50198 A (株式会社日立産機システム) 2011.03.10, 図1、10 & US 2011/0050140 A1 & EP 2290807 A2 & CN 102005996 A	1-13
A	JP 2003-189670 A (松下電器産業株式会社) 2003.07.04, 図1-16 & KR 10-2003-0051223 A & CN 1426163 A	1-13