

(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
2012年9月7日(07.09.2012)



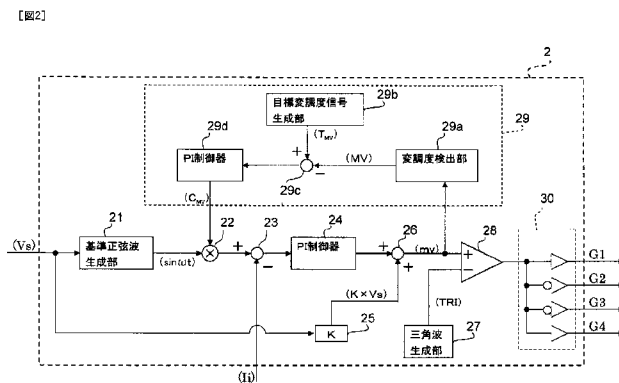
(10) 国際公開番号
WO 2012/117642 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 7/12 (2006.01) H02M 7/48 (2007.01)
H02M 3/155 (2006.01) H02P 27/06 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2011/078920
- (22) 国際出願日: 2011年12月14日(14.12.2011)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2011-041391 2011年2月28日(28.02.2011) JP
- (71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): 三洋電機株式会社(SANYO ELECTRIC CO., LTD.) [JP/JP]; 〒5708677 大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号 Osaka (JP).
- (72) 発明者: および
- (75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 米田 文生(YONEDA Fumiiki).
- (74) 代理人: 小栗 昌平, 外(OGURI Shohei et al.); 〒1050003 東京都港区西新橋一丁目7番13号 虎ノ門イーストビルディング10階 栄光特許事務所 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, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, 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, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, 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),

[続葉有]

(54) Title: ELECTRICAL POWER CONVERSION DEVICE, ELECTRICAL POWER CONVERSION SYSTEM, AND MOTOR INVERTER

(54) 発明の名称: 電力変換装置、電力変換システム、およびモーターインバータ



21... REFERENCE SINE WAVE GENERATION UNIT
 24, 29d... PI CONTROLLER
 27... TRIANGULAR WAVE GENERATION UNIT
 29a... DEGREE OF MODULATION DETECTION UNIT
 29b... TARGET DEGREE OF MODULATION SIGNAL GENERATION UNIT

(57) Abstract: Provided is an electrical power conversion device in which a target value for a DC output voltage can easily be dynamically set such that electrical power conversion efficiency is sufficiently high, without distorting the current waveform being inputted and without requiring a mechanism or operations for estimating or detecting DC output voltage. An electrical power conversion device is provided with: a conversion circuit, which has a switching element for carrying out switching in response to a drive pulse signal, and which carries out an AC-DC conversion on an inputted AC voltage, by means of the switching; an operation signal generation unit, which generates an operation signal for determining the operating amount of the switching element; and a pulse signal generation unit for carrying out a pulse width modulation having the operation signal as a signal wave, and generating a drive pulse signal in accordance with the operation signal. Therein, the operation signal generation unit detects the degree of modulation in the pulse width modulation, and generates the operation signal on the basis of the detected value of the degree of modulation.

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2012/117642 A1

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

添付公開書類:
— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

直流出力電圧の検出や推定を実行するための機構や動作を必要とせず、入力される電流波形を歪ませずに、かつ電力変換の効率が十分高くなるように、直流出力電圧の目標値を動的に設定することが容易となる電力変換装置を提供する。 駆動パルス信号に応じてスイッチングを行うスイッチング素子を有し、該スイッチングにより、入力される交流電圧に交流-直流変換を行う変換回路と、前記スイッチング素子の操作量を定める操作信号を生成する操作信号生成部と、前記操作信号を信号波としたパルス幅変調を行い、該操作信号に応じた前記駆動パルス信号を生成するパルス信号生成部と、を備え、前記操作信号生成部は、前記パルス幅変調における変調度を検出し、該変調度の検出値に基づいて前記操作信号を生成する電力変換装置とする。

明 細 書

発明の名称：

電力変換装置、電力変換システム、およびモータインバータ

技術分野

[0001] 本発明は、交流電圧を直流に変換する電力変換装置、ならびに、これを有した電力変換システムおよびモータインバータに関する。

背景技術

[0002] 従来、交流電圧を直流に変換する電力変換装置が広く利用されている。また電力変換装置の一種として、交流電源にリアクトルを介してPWMブリッジ型変換回路を接続させる構成の高力率コンバータが知られている。

[0003] この装置の電力変換回路は、例えば IGBT [Insulated Gate Bipolar Transistor] 等のスイッチング素子をブリッジ接続し、各スイッチング素子に逆並列にダイオードを接続することによって構成されている。この種の電力変換回路は、単に交流電圧を直流に変換するだけではなく、通常、入力される交流電流の波形を正弦波に近似させる機能、力率を 1 に近づける機能、および直流出力電圧を目標値（所望値）に制御する機能を有する。

[0004] なお、直流出力電圧を目標値に制御する手法としては、例えば、直流出力電圧を検出し、この検出結果が目標値に近づくように、各スイッチング素子をフィードバック制御する手法が挙げられる。また特許文献 1 には、直流出力電圧を検出する代わりに、入力される交流電圧や交流電流に基づいて直流出力電圧を推定するものが開示されている。

先行技術文献

特許文献

[0005] 特許文献 1：日本国特開平 7-59354 号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0006] 直流出力電圧を目標値に制御する電力変換装置によれば、出来るだけ所望

値に近い値の直流出力電圧を得ることが可能である。しかし、電力変換装置の主な使用目的が、入力される交流電流の波形を正弦波に近似させたり、力率を1に近づけたりすること等である場合、直流出力電圧の目標値をどのように設定しておくかが問題となる。

[0007] ところで、例えば上記した構成の高力率コンバータでは、主回路自体が昇圧型となっている。このため、入力される交流電流を完全な正弦波にするためには、直流出力電圧は、少なくとも入力される交流電圧のピーク値以上の値に制御される必要がある。

[0008] しかし、直流出力電圧の目標値を低く設定し過ぎると、入力される交流電圧の変動などにより、直流出力電圧がこの交流電圧のピーク値より低くなり易くなる。その結果、入力される交流電流のピーク値付近の波形が歪み、高調波電流が増加する。その一方で、直流出力電圧の目標値を高く設定し過ぎると、各スイッチング素子でのスイッチング損失が増大し、電力変換の効率低下を招くことになる。

[0009] このため、入力される電流波形を歪ませないように直流出力電圧の目標値を設定する手法として、(1) 入力される交流電圧のピーク値を検出し、このピーク値に一定のマージンを加えた値を、当該目標値に設定する手法、または(2) 電力変換の効率は多少犠牲になるが、入力される交流電圧の変動に比べて十分に高いと考えられる値を、当該目標値として固定的に設定しておく手法などが挙げられる。

[0010] しかし、このような手法では、ある程度の幅をもつ動作領域全体において、入力される電流波形を歪ませずに、かつ電力変換の効率が十分高くなるように、直流出力電圧の目標値を動的に設定することは困難である。また、直流出力電圧の検出或いは推定を伴う手法を採用する場合、直流出力電圧の検出或いは推定を実行するための機構若しくは動作が必要となり、電力変換装置のコスト増大を招く結果となる。

[0011] 本発明は、上述した問題に鑑み、直流出力電圧の検出或いは推定を実行するための機構若しくは動作を必要とせず、入力される電流波形を歪ませずに

、かつ電力変換の効率が十分高くなるように、直流出力電圧の目標値を動的に設定することが容易となる電力変換装置、電力変換システムおよびモータインバータを提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0012] 上記目的を達成するため、本発明に係る電力変換装置は、駆動パルス信号に応じてスイッチングを行うスイッチング素子を有し、前記スイッチングにより、入力される交流電圧に交流-直流変換を行う変換回路と、前記スイッチング素子の操作量を定める操作信号を生成する操作信号生成部と、前記操作信号を信号波としたパルス幅変調を行い、前記操作信号に応じた前記駆動パルス信号を生成するパルス信号生成部と、を備え、前記操作信号生成部は、前記パルス幅変調における変調度を検出し、前記変調度の検出値に基づいて前記操作信号を生成する構成とする。

[0013] 本構成によれば、直流出力電圧の検出や推定を実行するための機構や動作を必要とせず、入力される電流波形を歪ませずに、かつ電力変換の効率が十分高くなるように、直流出力電圧の目標値を動的に設定することが容易となる。

[0014] また、上記構成としてより具体的には、前記変換回路は、複数の前記スイッチング素子がブリッジ接続されて形成されたブリッジ型変換回路を有し、前記操作信号生成部は、入力される交流電流が力率1の正弦波に近づくように、前記操作信号を生成する構成としてもよい。

[0015] また、上記構成としてより具体的には、前記操作信号生成部は、前記変調度の検出値をフィードバックさせ、前記変調度が予め設定されている目標値に近づくように、または、前記変調度が予め設定されている許容範囲に収まるように、前記操作信号を生成する構成としてもよい。

[0016] また、上記構成としてより具体的には、前記操作信号生成部は、前記変調度が1に近づくように、前記操作信号を生成する構成としてもよい。また上記構成としてより具体的には、前記変換回路は、前記交流-直流変換を行う方向とは逆の方向に、電圧の直流-交流変換を行う構成としてもよい。

- [0017] また、本発明に係る電力変換システムは、上記構成の電力変換装置と、双方向に昇圧または降圧の直流－直流変換を行う直流－直流変換回路と、を備え、前記電力変換装置は、前記電力変換装置の側に入力される交流電圧に、前記交流－直流変換および前記直流－直流変換を順に行って得られる直流電圧を、前記直流－直流変換回路の側から出力する動作、および、前記直流－直流変換回路に入力される直流電圧に、前記直流－直流変換および前記直流－交流変換を順に行って得られる交流電圧を、前記電力変換装置の側から出力する動作、を行う構成とする。
- [0018] また、上記構成において、前記電力変換装置の側には配電系統が接続され、前記直流－直流変換回路の側には二次電池が接続される構成としてもよい。本構成によれば、当該電力変換システムを、二次電池用のパワーコンディショナとして用いることが可能となる。
- [0019] また、本発明に係るモータインバータは、上記構成に係る電力変換装置と、前記交流－直流変換によって得られた直流電圧が入力され、該直流電圧に直流－交流変換を行う直流－交流変換回路と、を備え、前記直流－交流変換回路は、前記直流－交流変換によって得られた交流電圧を、モータ駆動用の電圧として出力する構成とする。
- [0020] また、本発明に係る電力変換装置は、信号波と搬送波とによるパルス幅変調で得られるパルス信号に应答してスイッチング動作を行うスイッチング素子を複数個ブリッジ状に接続した変換回路を用いて与えられる交流電力を直流電力に変換する電力変換装置であって、前記電力変換装置は、前記パルス幅変調を行う際の信号波の振幅と搬送波の振幅とが同じ値に近づくように補正を行いながら、前記変換を行う構成とする。
- [0021] また、上記構成において、前記信号波は、前記交流電力と同相の電圧波形と前記交流電力の電流波形との差分の波形に基づいて力率が1若しくは1の近傍の値になるように算出された波形であり、前記電力変換装置は、前記補正として、前記電圧波形または前記電流波形の振幅を調節する構成とする。
- [0022] また、上記構成において、前記パルス信号は、前記搬送波の1周期内に形

成される前記スイッチング動作に対応するONデューティ比の最も大きい値が前記補正で100%に近い値に制御されている構成とする。

[0023] また、上記構成において、前記パルス信号は、前記搬送波の1周期内に形成される前記スイッチング動作に対応するONデューティ比の最も大きい値が前記変換回路のスイッチング素子の保護に要する区間を除いて、前記補正で100%に近い値に制御されている構成とする。

発明の効果

[0024] 上述した通り、本発明に係る電力変換装置によれば、直流出力電圧の検出や推定を実行するための機構や動作を必要とせず、入力される電流波形を歪ませずに、かつ電力変換の効率が十分高くなるように、直流出力電圧の目標値を動的に設定することが容易となる。また本発明に係る電力変換システムおよびモータインバータによれば、当該電力変換装置の利点を享受することが可能となる。

図面の簡単な説明

[0025] [図1]本発明の第1実施形態に係る電力変換装置の構成図
[図2]本発明の第1実施形態に係る制御部の構成図
[図3]不足変調の場合におけるパルス信号等の模式的なグラフ
[図4]過変調の場合におけるパルス信号等の模式的なグラフ
[図5]本発明の第2実施形態に係る電力変換装置の構成図
[図6]本発明の第2実施形態に係る制御部の構成図
[図7]本発明の第3実施形態に係る双方向パワコンの構成図
[図8]本発明の第4実施形態に係る双方向パワコンの構成図
[図9]本発明の第5実施形態に係るモータインバータの構成図

発明を実施するための形態

[0026] 本発明の実施形態について、第1実施形態から第5実施形態の各々を例に挙げて、以下に説明する。

[0027] 1. 第1実施形態

[電力変換装置の構成等について]

まず、第1実施形態として、単相交流電源に対応した電力変換装置（高効率コンバータ）を挙げて説明する。図1は、当該電力変換装置9の構成図である。本図に示すように電力変換装置9は、主回路1および制御部2を有している。

[0028] 主回路1は、ブリッジ型変換回路11、電流電圧検出回路12、リアクトルL1、コンデンサC1、および出力端子T1などを有している。主回路1は、単相交流電源E1が接続されており、単相交流電源E1から交流入力電流 I_i および交流入力電圧 V_s が入力される。

[0029] ブリッジ型変換回路11は、フルブリッジ接続された各スイッチング素子（Q1～Q4）を有しており、PWMブリッジ型変換回路を形成している。なお、本発明の各実施形態では、スイッチング素子はNPN型のIGBTであるとするが、パワーMOSFETといった他種のもので採用されていても構わない。

[0030] 各スイッチング素子（Q1～Q4）の接続形態としては、スイッチング素子Q1のエミッタにスイッチング素子Q2のコレクタが接続され、スイッチング素子Q3のエミッタにスイッチング素子Q4のコレクタが接続され、スイッチング素子Q1のコレクタにスイッチング素子Q3のコレクタが接続され、スイッチング素子Q2のエミッタにスイッチング素子Q4のエミッタが接続されている。

[0031] なお、スイッチング素子Q3とスイッチング素子Q4との接続点は、リアクトルL1を介して、単相交流電源E1の正極側に接続され、スイッチング素子Q1とスイッチング素子Q2との接続点は、単相交流電源E1の負極側に接続される。また、ブリッジ型変換回路11の上側の出力端（スイッチング素子Q1とスイッチング素子Q3との接続点）は、コンデンサC1の一端および上側の出力端子T1に接続され、ブリッジ型変換回路11の下側の出力端（スイッチング素子Q2とスイッチング素子Q4との接続点）は、コンデンサC1の他端および下側の出力端子T1に接続されている。

[0032] またスイッチング素子（Q1～Q4）には、それぞれに、ダイオードが逆

並列接続されている。また各スイッチング素子（ $Q_1 \sim Q_4$ ）は、自身に対応する駆動パルス信号（ $G_1 \sim G_4$ ）が制御部2から入力されるようになっており、入力された駆動パルス信号に応じて導通／非導通のスイッチングを行う。

[0033] 電流電圧検出回路12は、交流入力電流 I_i および交流入力電圧 V_s の波形を検出する。電流電圧検出回路12は、検出された交流入力電流 I_i の波形を表す信号（「入力電流信号」と称する）、および検出された交流入力電圧 V_s の波形を表す信号（「入力電圧信号」と称する）を、制御部2に出力する。

[0034] 制御部2は、主回路1側から入力される入力電流信号および入力電圧信号に基づいて、駆動パルス信号（ $G_1 \sim G_4$ ）を生成し、各スイッチング素子（ $Q_1 \sim Q_4$ ）に出力する。

[0035] [制御部の詳細構成等について]

次に、制御部2の詳細な構成等について説明する。図2は制御部2の構成図である。本図に示すように、制御部2は、基準正弦波生成部21、乗算器22、減算器23、PI制御器24、補償信号生成部25、加算器26、三角波生成部27、PWMコンパレータ28、変調度制御部29、およびゲート駆動回路30などを備えている。

[0036] 基準正弦波生成部21は、主回路1側から入力された入力電圧信号について、ゼロクロス検出処理（電圧値がゼロとなるタイミングの検出処理）などを実行し、交流入力電圧 V_s と同相である基準正弦波を生成して出力する。

[0037] 乗算器22は、基準正弦波生成部21から出力される基準正弦波に、変調度補正值 C_{MV} （詳しくは後述する）を乗算する処理を施す。当該乗算によって得られる波形の信号は、減算器23に出力される。

[0038] 減算器23は、主回路1側から入力された入力電流信号に基づき、乗算器22から出力される信号の波形から交流入力電流 I_i の波形を減算する処理を施す。当該減算によって得られる波形の信号は、PI制御器24に出力される。

- [0039] P I制御器24は、減算器23から出力される信号の値がゼロに近づくように出力値を算出し、この出力値を表す信号を加算器26に出力する。すなわちP I制御器24は、乗算器22から出力される信号の波形と交流入力電流 I_i の波形との偏差が小さくなるように、P I制御を実行する。これにより、交流入力電流 I_i が、力率1の正弦波に近づくように制御されることとなる。
- [0040] 補償信号生成部25は、主回路1にて発生する逆起電圧を補償するための補償信号を生成する。補償信号生成部25は、主回路1側から入力された入力電流信号に基づいて、交流入力電圧 V_s に所定係数 K を乗じた値の信号を補償信号として生成し、加算器26に出力する。
- [0041] 操作信号生成部としての加算器26は、P I制御器24の出力信号の値に、補償信号の値を加算する処理を施す。これにより、逆起電圧を補償するためのフィードフォワード（FF）制御が実現される。当該加算によって得られる波形の信号は、ブリッジ型変換回路11の操作量を定める操作信号 m_v として、PWMコンパレータ28の非反転入力端子および変調度制御部29に出力される。
- [0042] 三角波生成部27は、周期や振幅が予め定められている基準三角波 TR_I の信号を生成し、PWMコンパレータ28の反転入力端子に出力する。パルス信号生成部としてのPWMコンパレータ28は、各入力端子に入力される信号の値を比較し、当該比較の結果に応じた信号（HレベルとLレベルが交互に現れるパルス信号）を生成する。
- [0043] すなわちPWMコンパレータ28は、操作信号 m_v を信号波とし、基準三角波 TR_I を搬送波（キャリア）とする、キャリア変調方式のパルス幅変調（PWM）を実行する。なお当該パルス幅変調における変調度 MV は、操作信号 m_v （信号波）の振幅と基準三角波 TR_I （搬送波）の振幅との比で表される。PWMコンパレータ28によって生成されたパルス信号は、ゲート駆動回路30に出力される。
- [0044] また変調度制御部29は、変調度 MV を目標値に近づけるためのフィード

バック制御、具体的には、パルス幅変調を行う際の信号波の振幅と搬送波の振幅とが同じ値に近づくように補正を行うものであり、変調度検出部 29 a、目標変調度信号生成部 29 b、減算器 29 c、および P I 制御器 29 d を備えている。加算器 26 から出力される信号の波形（信号波）は、交流入力電圧 V_s （交流電力）と同相の電圧波形と、交流電力の交流入力電流 I_i の電流波形との差分の波形に基づいて力率が 1 若しくは 1 の近傍の値になるように算出された波形である。変調度制御部 29 は、この信号波の波形の振幅を調整することによって、信号波の振幅と搬送波の振幅とが同じ値に近づくように補正する。

[0045] 変調度検出部 29 a は、入力される操作信号の振幅を検出し、この検出結果（操作信号の振幅）と基準三角波 $TR1$ の振幅（予め定められている値）との比である現時点での変調度 MV を検出する。なお、基準三角波 $TR1$ の振幅が 1 に設定されている場合、検出された操作信号の振幅を変調度とみなすことが出来る。検出された現時点での変調度 MV を表す信号は、減算器 29 c に出力される。

[0046] 目標変調度信号生成部 29 b は、変調度 MV の目標値を表す信号を生成し、減算器 29 c に出力する。なお後述する理由により、変調度 MV は 1 であることが理想であるため、通常、この目標値は 1 に設定されることが好ましい。但し、当該目標値は 1 に限られるものではなく、例えば、変調度 MV が 1 を越えることをより確実に防ぐため、目標値を 1 よりやや小さい値としても構わない。また当該目標値は、常時固定としておいても良く、所定の手段によって更新可能としておいても良い。

[0047] 減算器 29 c は、変調度検出部 29 a および目標変調度信号生成部 29 b から入力される信号に基づき、目標変調度から現時点での変調度 MV を減算する処理を施す。当該減算によって得られる値の信号は、P I 制御器 29 d に出力される。

[0048] P I 制御器 29 d は、減算器 29 c から出力される信号の値がゼロに近づくように先述した変調度補正值 C_{MV} を算出し、この変調度補正值 C_{MV} を表す信

号を乗算器 22 に出力する。すなわち P I 制御器 29 d は、目標変調度と現時点での変調度 MV との偏差が小さくなるように、P I 制御を実行する。

[0049] 上記した通り、変調度補正值 C_{MV} は、基準正弦波生成部 21 から出力される基準正弦波に乘じられる。これにより変調度 MV は、目標値に近づくようにフィードバック制御されることとなる。

[0050] ゲート駆動回路 30 は、PWM コンパレータ 28 から入力されるパルス信号に応じて駆動パルス信号 ($G1 \sim G4$) を生成し、各スイッチング素子 ($Q1 \sim Q4$) に出力する。これにより、各スイッチング素子 ($Q1 \sim Q4$) の PWM 制御が実現されることになる。このパルス信号は、搬送波基準 (三角波 TRI) の 1 周期内に形成されるスイッチング動作に対応する ON デューティ比の最も大きい値が、変調度制御部 29 による補正によって 100% に近い値に制御されている。また、このパルス信号は、搬送波 (三角波 TRI) の 1 周期内に形成されるスイッチング動作に対応する ON デューティ比の最も大きい値が変換回路 (主回路 1) のスイッチング素子 ($Q1 \sim Q4$) の保護に要する区間を除いて、変調度制御部 29 による補正で 100% に近い値に制御されている。

[0051] [電力変換装置の動作および変調度について]

電力変換装置 9 は上記した通りの構成となっており、ブリッジ型変換回路 11 における各スイッチング素子 ($Q1 \sim Q4$) をスイッチングさせることによって、単相交流電源 $E1$ から入力される交流入力電圧 V_s を直流電圧に変換し、直流出力電圧 V_o として出力端子 $T1$ から出力する。

[0052] また上記した通り、制御部 2 は、交流入力電流 I_i が力率 1 の正弦波に近づくように、かつ、変調度 MV が目標値の 1 に近づくように、各スイッチング素子 ($Q1 \sim Q4$) の操作量を定める操作信号 m_v を生成する。制御部 2 は、操作信号 m_v を信号波とし、基準三角波 TRI を搬送波 (キャリア) とするキャリア変調方式のパルス幅変調を行い、操作信号 m_v に応じた駆動パルス信号 ($G1 \sim G4$) を生成し、各スイッチング素子 ($Q1 \sim Q4$) を駆動させる。

[0053] ここで、制御部2が行うパルス幅変換について、変調度MVが1より小さい場合（不足変調）におけるパルス信号等の模式的なグラフを図3に、変調度MVが1より大きい場合（過変調）に生成されるパルス信号等の模式的なグラフを図4に、それぞれ示す。なお変調度MV（=操作信号mvの振幅/基準三角波TRIの振幅）は、図3については0.7（=0.7/1.0）となっており、図4については1.2（=1.2/1.0）となっている。

[0054] 図3に示すように、不足変調である場合は直流出力電圧Voが過剰傾向となり、各スイッチング素子（Q1～Q4）のスイッチング損失などが増大し、電力変換の効率低下を招くおそれがある。一方、図4に示すように、過変調である場合は直流出力電圧Voが不足傾向となり、直流出力電圧Voが交流入力電圧Vsのピーク値より低くなると、交流入力電流Iiのピーク値付近の波形が歪んで高調波電流が増加し易くなってしまふ。

[0055] このような理由から、変調度MVは、出来るだけ1に近い状態に維持されることが望ましいといえる。電力変換装置9によれば、交流入力電圧Vsまたは直流出力電流が変動しても、変調度MVが常時1付近の値となるように動的に制御される。その結果、直流出力電圧Voは、最適な値となるように動的に制御される。

[0056] なお電力変換装置9は、上記したように変調度MVを制御するが、出力電圧については、直接制御するようになってはいない。そこで、電力変換装置9を用いて負荷への電力供給システムを形成する際には、電力変換装置9と負荷との間（すなわち主回路1の後段側）に、電圧調整用の機器（直流出力電圧Voを負荷に適合するように調整する機器）が設けられるようにしても良い。これにより、負荷に適正な入力電圧を供給することが可能でありながら、電力変換装置9の特長を活かした電力供給システムが実現される。

[0057] 2. 第2実施形態

次に第2実施形態として、三相交流電源に対応した電力変換装置（高効率コンバータ）を挙げて説明する。図5は、当該電力変換装置9aの構成図である。本図に示すように電力変換装置9aは、主回路3および制御部4を有

している。

- [0058] 主回路3は、ブリッジ型変換回路31、電流電圧検出回路32、リアクトル(L1~L3)、コンデンサC1、および出力端子T1などを有している。主回路3は三相交流電源E2が接続されており、三相交流電源E2から、三相(U相、V相、およびW相)の交流入力電流(I_u 、 I_v 、 I_w)および交流入力電圧(V_u 、 V_v 、 V_w)が入力される。なお添字のu、v、およびwは、それぞれ、U相、V相、およびW相であることを表す。
- [0059] ブリッジ型変換回路31は、フルブリッジ接続された各スイッチング素子(Q1~Q6)を有しており、PWMブリッジ型変換回路を形成している。
- [0060] 各スイッチング素子(Q1~Q6)の接続形態としては、スイッチング素子Q1のエミッタにスイッチング素子Q2のコレクタが接続され、スイッチング素子Q3のエミッタにスイッチング素子Q4のコレクタが接続され、スイッチング素子Q5のエミッタにスイッチング素子Q6のコレクタが接続されている。またスイッチング素子Q1、Q3、およびQ5の各コレクタが互いに接続され、スイッチング素子Q2、Q4、およびQ6の各エミッタが互いに接続されている。
- [0061] なお、スイッチング素子Q1とスイッチング素子Q2との接続点は、リアクトルL1を介して、三相交流電源E2のU相電源ラインに接続され、スイッチング素子Q3とスイッチング素子Q4との接続点は、リアクトルL2を介して、三相交流電源E2のV相電源ラインに接続され、スイッチング素子Q5とスイッチング素子Q6との接続点は、リアクトルL3を介して、三相交流電源E2のW相電源ラインに接続される。また、ブリッジ型変換回路31の上側の出力端(スイッチング素子Q1、Q3、およびQ5の接続点)は、コンデンサC1の一端および上側の出力端子T1に接続され、ブリッジ型変換回路31の下側の出力端(スイッチング素子Q2、Q4、およびQ6の接続点)は、コンデンサC1の他端および下側の出力端子T1に接続されている。
- [0062] またスイッチング素子(Q1~Q6)には、それぞれに、ダイオードが逆

並列接続されている。また各スイッチング素子（ $Q_1 \sim Q_6$ ）は、自身に対応する駆動パルス信号（ $G_1 \sim G_6$ ）が制御部4から入力されるようになっており、駆動パルス信号に応じて導通／非導通のスイッチングを行う。

[0063] 電流電圧検出回路32は、各相の交流入力電流（ I_u 、 I_v 、 I_w ）および交流入力電圧（ V_u 、 V_v 、 V_w ）の波形を検出する。電流電圧検出回路12は、検出された各相の交流入力電流の波形、および検出された各交流入力電圧の波形を、制御部4に出力する。

[0064] 制御部4は、主回路3側から入力される入力電流信号および入力電圧信号に基づいて、駆動パルス信号（ $G_1 \sim G_6$ ）を生成し、各スイッチング素子（ $Q_1 \sim Q_6$ ）に出力する。

[0065] [制御部の詳細構成等について]

次に、制御部4の詳細な構成等について説明する。図6は制御部4の構成図である。本図に示すように、制御部4は、電流値に対応した座標変換部41、減算器（42a、42b）、PI制御器（43a、43b）、電圧値に対応した座標変換部44、補償信号生成部（45a、45b）、加算器（46a、46b）、逆座標変換部47、三角波生成部48、PWMパルス生成部49、変調度制御部50、およびゲート駆動回路51などを備えている。

[0066] 座標変換部41は、主回路3側から入力された各相の交流入力電流の波形に座標変換（三相二相変換と回転座標変換を含む）を施し、交流入力電流のd軸成分（有効電流成分）の信号 I_d 、およびq軸成分（無効電流成分）の信号 I_q を生成する。信号 I_d は減算器42aへ、 I_q の信号は減算器42bへそれぞれ出力される。

[0067] 減算器42aは、変調度補正值 C_{MV} （詳しくは後述する）から信号 I_d の値を減算する処理を行う。当該減算によって得られる値の信号は、PI制御器43aに出力される。また減算器42bは、ゼロの電流値（0A）から信号 I_q の値を減算する処理を行う。当該減算によって得られる値の信号は、PI制御器43bに出力される。

[0068] PI制御器43aは、減算器42aから出力される信号の値がゼロに近づ

くように出力値を算出し、この出力値を表す信号を加算器46aに出力する。すなわちPI制御器43aは、変調度補正值 C_{mv} と信号 I_d の値との偏差が小さくなるように、PI制御を実行する。このようにして、有効電流成分の振幅の制御が行われる。

[0069] PI制御器43bは、減算器42bから出力される信号の値がゼロに近づくように出力値を算出し、この出力値を表す信号を加算器46bに出力する。すなわちPI制御器43bは、信号 I_q の値がゼロに近づくように、PI制御を実行する。このように、力率1が保たれるように無効電流成分の振幅はゼロに近づくよう調整され、交流入力電流が力率1の正弦波に近づくように制御される。

[0070] 座標変換部44は、主回路3側から入力された各相の交流入力電圧の波形に座標変換を施し、交流入力電圧のd軸成分の信号 V_d 、およびq軸成分の信号 V_q を生成する。信号 V_d は補償信号生成部45aへ、信号 V_q は補償信号生成部45bへそれぞれ出力される。

[0071] 補償信号生成部(45a、45b)は、主回路3にて発生する逆起電圧を補償するための補償信号を生成する。より具体的には、補償信号生成部45aは、信号 V_d の値に所定係数 K_1 を乗じた値の信号を補償信号として生成し、加算器46aに出力する。また、補償信号生成部45bは、信号 V_q の値に所定係数 K_2 を乗じた値の信号を補償信号として生成し、加算器46bに出力する。

[0072] 加算器46aは、PI制御器43aの出力値に、補償信号生成部45aが出力する補償信号の値を加算する処理を行う。当該加算によって得られる値の信号は、調整後の有効電流成分の振幅に応じた信号(コンバータの振幅 m_d)として、逆座標変換部47および変調度制御部50に出力される。

[0073] 加算器46bは、PI制御器43bの出力値に、補償信号生成部45bが出力する補償信号の値を加算する処理を行う。当該加算によって得られる値の信号は、調整後の無効電流成分の振幅に応じた信号として、逆座標変換部47に出力される。これらの加算処理により、逆起電圧を補償するためのフ

ィードフォワード（FF）制御が実現される。

- [0074] 逆座標変換部47は、加算器46aからの入力信号（d軸の値）および加算器46bからの入力信号（q軸の値）に、逆座標変換（座標変換部41が行う座標変換の逆の処理）を施す。当該逆座標変換により、ブリッジ型変換回路11の操作量を定める操作信号として、U相に対応した操作信号 m_u 、V相に対応した操作信号 m_v 、およびW相に対応した操作信号 m_w が生成される。これらの操作信号は、PWMパルス生成部49に出力される。
- [0075] 三角波生成部48は、周期や振幅が予め定められている基準三角波TR1の信号を生成し、PWMパルス生成部49に出力する。PWMパルス生成部49は、U相、V相、およびW相の各々について、操作信号と基準三角波TR1との値を比較し、当該比較の結果に応じた信号（HレベルとLレベルが交互に現れるパルス信号）を生成する。
- [0076] すなわち、PWMパルス生成部49は、各相の操作信号を信号波とし、基準三角波TR1を搬送波（キャリア）とするキャリア変調方式のパルス幅変調（PWM）を実行する。なお、当該パルス幅変調における変調度MDは、操作信号（信号波）の振幅と基準三角波TR1（搬送波）の振幅との比で表される。PWMパルス生成部49によって生成された各パルス信号は、ゲート駆動回路51に出力される。
- [0077] また、変調度制御部50は、変調度MDを目標値に近づけるためのフィードバック制御を行うものであり、変調度検出部50a、目標変調度信号生成部50b、減算器50c、およびPI制御器50dを備えている。
- [0078] 変調度検出部50aは、加算器46aから入力される信号の値について、基準三角波TR1の振幅（予め定められている値）で除することによるスケール換算を行う。なお、加算器46aから入力される信号の値は操作信号の振幅を表しているため、当該スケール換算によって、現時点での変調度MDが検出されることになる。また、基準三角波TR1の振幅が1に設定されている場合、加算器46aから入力される信号の値を変調度とみなすことが出来る。検出された現時点での変調度MDを表す信号は、減算器50cに出力

される。

- [0079] 目標変調度信号生成部50bは、変調度MDの目標値を表す信号を生成し、減算器50cに出力する。なお第1実施形態の場合と同様に、変調度MDは1であることが理想であるため、通常、この目標値は1に設定されることが好ましい。但し、当該目標値は1に限られるものではなく、例えば、変調度MVが1を越えることをより確実に防ぐため、目標値を1よりやや小さい値としても構わない。また当該目標値は、常時固定としておいても良く、所定の手段によって更新可能としておいても良い。
- [0080] 減算器50cは、変調度検出部50aおよび目標変調度信号生成部50bから入力される信号に基づき、目標変調度から現時点での変調度MDを減算する処理を行う。当該減算によって得られる値の信号は、PI制御器50dに出力される。
- [0081] PI制御器50dは、減算器50cから出力される信号の値がゼロに近づくように上記した変調度補正值 C_{MV} を算出し、この変調度補正值 C_{MV} を表す信号を減算器42aに出力する。すなわち、PI制御器50dは、目標変調度と現時点での変調度MDとの偏差が小さくなるようにPI制御を実行する。
- [0082] 上記した通り、変調度補正值 C_{MV} から信号1dの値が減算された値の信号は、PI制御器43aに出力される。これにより、変調度MDは、目標値に近づくようにフィードバック制御されることとなる。
- [0083] ゲート駆動回路51は、PWMパルス生成部49から入力されるパルス信号に応じて駆動パルス信号(G1~G6)を生成し、各スイッチング素子(Q1~Q6)に出力する。これにより、各スイッチング素子(Q1~Q6)のPWM制御が実現されることになる。
- [0084] [電力変換装置の動作について]
- 電力変換装置9aは上記した通りの構成となっており、ブリッジ型変換回路31における各スイッチング素子(Q1~Q6)をスイッチングさせることによって、三相交流電源E2から入力される交流入力電圧を直流電圧に変換し、直流出力電圧 V_o として出力端子T1から出力する。

[0085] また上記した通り、制御部4は、交流入力電流が力率1の正弦波に近づくように、かつ、変調度MDが目標値の1に近づくように、各スイッチング素子(Q1~Q6)の操作量を定める操作信号(mu、mv、mw)を生成する。そして制御部4は、各操作信号(mu、mv、mw)を信号波とし、基準三角波TRIを搬送波(キャリア)とするキャリア変調方式のパルス幅変調を行い、これらの操作信号に応じた駆動パルス信号(G1~G6)を生成し、各スイッチング素子(Q1~Q6)を駆動させる。

[0086] 電力変換装置9aによれば、第1実施形態に係る電力変換装置9の場合と同様に、交流入力電圧または直流出力電流が変動しても、変調度MDが常時1付近の値となるように動的に制御される。その結果、直流出力電圧Voは、最適な値となるように動的に制御される。

[0087] なお、電力変換装置9aは、上記したように変調度MDを制御するが、出力電圧については、直接制御するようになってはいない。そこで、電力変換装置9aを用いて負荷への電力供給システムを形成する際には、電力変換装置9aと負荷との間(すなわち主回路3の後段側)に、電圧調整用の機器(直流出力電圧Voを負荷に適合するように調整する機器)が設けられるようにしても良い。これにより、負荷に適正な入力電圧を供給することが可能でありながら、電力変換装置9aの特長を活かした電力供給システムが実現される。

[0088] 3. 第3実施形態

上記の通り、第1実施形態として、単相交流電源に対応した電力変換装置9(高力率コンバータ)についての説明を行った。電力変換装置9の構成形態については、各種用途の機器に利用することが可能である。このような構成形態が利用された機器として、二次電池用の双方向パワコン[パワーコンディショナ](電力変換システムの一形態)を例に挙げ、第3実施形態として以下に説明する。

[0089] 図7は、当該双方向パワコン10の構成図である。本図に示すように、双方向パワコン10は、主回路1aおよび制御部2を有している。

- [0090] 主回路1aは、ブリッジ型変換回路11、電流電圧検出回路12、リアクトル(L1、L2、L4)、コンデンサ(C1、C2)、および双方向チョッパ回路5などを有している。なお、ブリッジ型変換回路11、および電流電圧検出回路12の構成については、第1実施形態のものと同様であるため説明を省略する。また制御部2は、第1実施形態と同様の機能に加え、交流-直流変換を行う方向とは逆方向へ電圧の直流-交流変換が行われるように、駆動パルス信号(G1~G4)を出力する機能をも有している。
- [0091] 主回路1aは、単相の交流電力を供給する配電系統E3および二次電池BATが接続されており、双方向への電力伝送(二次電池BATの充電と放電)が可能となっている。主回路1aには、配電系統E3からは交流電力(交流入力電流Iiおよび交流入力電圧V・BR)が入力され、二次電池BATからは直流電力が入力される。
- [0092] 双方向チョッパ回路5は、スイッチング素子(Q7、Q8)、リアクトルL4、およびコンデンサC3を有している。スイッチング素子Q7のエミッタはスイッチング素子Q8のコレクタとリアクトルL4の一端に接続されている。スイッチング素子Q7のコレクタは、ブリッジ型変換回路11の上側の出力端、およびコンデンサC1の一端に接続されている。スイッチング素子Q8のエミッタは、ブリッジ型変換回路11の下側の出力端、コンデンサC1の他端、および二次電池BATの負極側に接続されている。またリアクトルL4の他端は、二次電池BATの正極側に接続されている。また、コンデンサC3の両端は、それぞれ二次電池BATの正極側と負極側に接続されている。
- [0093] 双方向チョッパ回路5は、不図示の制御装置からパルス信号が入力され、これに応じて各スイッチング素子(Q7、Q8)はスイッチングを行うようになっている。双方向チョッパ回路5は、ブリッジ型変換回路11側から二次電池BAT側への方向、および二次電池BAT側からブリッジ型変換回路11側への方向の何れにも(つまり双方向に)、直流電圧の変換(直流-直流変換)を行う機能を有している。なお、双方向チョッパ回路5による電圧

の変換は、昇圧および降圧の何れとしておいても構わない。

- [0094] また、スイッチング素子Q3とスイッチング素子Q4との接続点は、リアクトルL1を介して、配電系統E3の正側に接続され、スイッチング素子Q1とスイッチング素子Q2との接続点は、配電系統E3の負側に接続されている。また、コンデンサC2の両端は、それぞれ配電系統E3の正極側と負極側に接続されている。
- [0095] 双方向パワコン10は、二次電池BATの充電を行う際、配電系統E3から入力された交流電圧（交流入力電圧Vs）に対して、ブリッジ型変換回路11による交流-直流変換および双方向チョッパ回路5による直流-直流変換が順に行われるように、各スイッチング素子（Q1～Q4、O7、Q8）を制御する。双方向パワコン10は、これらの変換動作により得られた直流電圧を、二次電池BATに出力する。
- [0096] また、双方向パワコン10は、二次電池BATの放電を行う際、二次電池BATから入力された直流電圧に対して、双方向チョッパ回路5による直流-直流変換およびブリッジ型変換回路11による直流-交流変換が順に行われるように、各スイッチング素子（Q1～Q4、O7、Q8）を制御する。双方向パワコン10は、これらの変換動作により得られた交流電圧を、配電系統E3に出力する。
- [0097] 本実施形態では、主回路1aはブリッジ型変換回路11と双方向チョッパ回路5の二段構成となっているが、二次電池BATの充電時におけるブリッジ型変換回路11の制御手順については、第1実施形態の場合と同様である。このため、本実施形態の双方向パワコン10においても、第1実施形態の場合と同様の原理により、制御部2が行うパルス幅変調の変調度MVは、常時1付近の値となるように動的に制御される。
- [0098] なお、本実施形態の双方向パワコン10は、第1実施形態のものとほぼ同等の構成形態の電力変換装置（但し、交流-直流変換を行う方向とは逆の方向に、電圧の直流-交流変換をも行うようにしたもの）と、双方向チョッパ回路5とを備え、電力変換装置の側には配電系統E3が、双方向チョッパ回

路5の側には二次電池BATが、それぞれ接続されるようにしたものと見ることが出来る。

[0099] このように見れば、双方向パワコン10は、電力変換装置の側に入力される交流電圧に、交流-直流変換および直流-直流変換を順に行って得られる直流電圧を、双方向チョッパ回路5の側から出力する動作、および、双方向チョッパ回路5の側に入力される直流電圧に、直流-直流変換および直流-交流変換を順に行って得られる交流電圧を、電力変換装置の側から出力する動作、を行うものと言える。

[0100] 4. 第4実施形態

上記の通り、第2実施形態として、三相交流電源に対応した電力変換装置9a（高力率コンバータ）についての説明を行った。電力変換装置9aの構成形態については、各種用途の機器に利用することが可能である。このような構成形態が利用された機器として、二次電池用の双方向パワコン（電力変換システムの一形態）を例に挙げ、第4実施形態として以下に説明する。

[0101] 図8は、当該双方向パワコン10aの構成図である。本図に示すように、双方向パワコン10aは、主回路2aおよび制御部4を有している。

[0102] 主回路2aは、ブリッジ型変換回路31、電流電圧検出回路32、リアクトル(L1~L4)、コンデンサC1、および双方向チョッパ回路5などを有している。なお、ブリッジ型変換回路31、および電流電圧検出回路32の構成については、第2実施形態のものと同等であり、双方向チョッパ回路5の構成については第3実施形態のものと同等であるため、それぞれの説明を省略する。また制御部4は、第2実施形態と同等の機能に加え、交流-直流変換を行う方向とは逆方向へ電圧の直流-交流変換が行われるように、駆動パルス信号(G1~G6)を出力する機能をも有している。

[0103] 主回路2aは、三相の交流電力を供給する配電系統E4および二次電池BATが接続されており、双方向への電力伝送（二次電池BATの充電と放電）が可能となっている。主回路2aには、配電系統E4からは交流電力（各相の交流入力電流(Iu、Iv、Iw)および交流入力電圧(Vu、Vv、

V_w)) が入力され、二次電池 B A T からは直流電力が入力される。

[0104] また、スイッチング素子 Q 1 とスイッチング素子 Q 2 との接続点は、リアクトル L 1 を介して、配電系統 E 4 の U 相電源ラインに接続され、スイッチング素子 Q 3 とスイッチング素子 Q 4 との接続点は、リアクトル L 2 を介して、配電系統 E 4 の V 相電源ラインに接続され、スイッチング素子 Q 5 とスイッチング素子 Q 6 との接続点は、リアクトル L 3 を介して、配電系統 E 4 の W 相電源ラインに接続されている。

[0105] 双方向パワコン 1 0 a は、二次電池 B A T の充電を行う際、配電系統 E 4 から入力された交流電圧に対して、ブリッジ型変換回路 3 1 による交流—直流変換および双方向チョッパ回路 5 による直流—直流変換が順に行われるように、各スイッチング素子 (Q 1 ~ Q 8) を制御する。双方向パワコン 1 0 a は、これらの変換動作により得られた直流電圧を、二次電池 B A T に出力する。

[0106] また、双方向パワコン 1 0 a は、二次電池 B A T の放電を行う際、二次電池 B A T から入力された直流電圧に対して、双方向チョッパ回路 5 による直流—直流変換およびブリッジ型変換回路 3 1 による直流—交流変換が順に行われるように、各スイッチング素子 (Q 1 ~ Q 8) を制御する。双方向パワコン 1 0 a は、これらの変換動作により得られた交流電圧を、配電系統 E 4 に出力する。

[0107] 本実施形態では、主回路 2 a はブリッジ型変換回路 3 1 と双方向チョッパ回路 5 の二段構成となっているが、二次電池 B A T の充電時におけるブリッジ型変換回路 3 1 の制御手順については、第 2 実施形態の場合と同様である。このため、本実施形態の双方向パワコン 1 0 a においても、第 2 実施形態の場合と同様の原理により、制御部 4 が行うパルス幅変調の変調度 M D は、常時 1 付近の値となるように動的に制御される。

[0108] なお、本実施形態の双方向パワコン 1 0 a は、第 2 実施形態のものと同様の構成形態の電力変換装置 (但し、交流—直流変換を行う方向とは逆の方向に、電圧の直流—交流変換をも行うようにしたもの) と、双方向チョッ

パ回路 5 とを備え、電力変換装置の側には配電系統 E 4 が、双方向チョッパ回路 5 の側には二次電池 B A T が、それぞれ接続されるようにしたものと見ることが出来る。

[0109] このように見れば、双方向パワコン 10 a は、電力変換装置の側に入力される交流電圧に、交流－直流変換および直流－直流変換を順に行って得られる直流電圧を、双方向チョッパ回路 5 の側から出力する動作、および、双方向チョッパ回路 5 の側に入力される直流電圧に、直流－直流変換および直流－交流変換を順に行って得られる交流電圧を、電力変換装置の側から出力する動作、を行うものと言える。

[0110] 5. 第 5 実施形態

次に、第 1 実施形態に係る電力変換装置 9 を力率改善 (power factor correction : PFC) のための部品として適用したモータインバータについて説明する。図 9 は、当該モータインバータ 6 の構成図である。本図に示すようにモータインバータ 6 は、電力変換装置 9 および直流－交流変換回路 7 を有している。モータインバータ 6 は、単相の交流電力を供給する単相交流電源 E 1 が入力側に、交流電力によって駆動するモータ 8 が出力側に、それぞれ接続された形態で用いられる。

[0111] モータインバータ 6 は、単相交流電源 E 1 から入力される交流電圧を、電力変換装置 9 によって直流電圧に変換した後、更に直流－交流変換回路 7 によって交流電圧に変換した上でモータ 8 に出力し、モータ 8 を駆動させる。ここで電力変換装置 9 は、高力率コンバータとしての機能を有しているため、力率を改善させる役割を果たすことになる。

[0112] このようにモータインバータ 6 は、電力変換装置 9 と、交流－直流変換によって得られた直流電圧が入力され、この直流電圧に直流－交流変換を行う直流－交流変換回路 7 と、を備えており、この直流－交流変換によって得られた交流電圧を、モータ駆動用の電圧として出力するものとなっている。なお力率改善用の部品として、電力変換装置 9 の代わりに、第 2 実施形態に係る電力変換装置 9 a を適用することも可能である。この場合モータインバー

タ6は、三相の交流電源に対応するものとなる。

[0113] 6. その他

以上までに説明した通り、本実施形態に係る電力変換装置は、駆動パルス信号に応じてスイッチングを行うスイッチング素子を有し、該スイッチングにより、入力される交流電圧に交流-直流変換を行う主回路と、前記スイッチング素子の操作量を定める操作信号を生成する機能部（操作信号生成部）と、前記操作信号を信号波としたパルス幅変調を行い、該操作信号に応じた前記駆動パルス信号を生成する機能部（パルス信号生成部）と、を備えている。

[0114] 操作信号生成部は、このパルス幅変調における変調度を検出し、この変調度の検出値に基づいて前記操作信号を生成するようになっている。そのため各実施形態に係る電力変換装置によれば、直流出力電圧の検出や推定を実行するための機構（直流電圧検出器など）や動作を必要とせず、入力される電流波形を歪ませずに、かつ電力変換の効率が十分高くなるように、直流出力電圧の目標値を動的に設定することが容易となっている。また、検出回路の誤差や主回路の素子のバラツキに依存せず、かつ、交流入力電圧の変動や電力変換装置の負荷変動にも動的に追従可能な出力電圧のより適切な制御が可能となり、従来のもより高調波入力電流が少なく、より効率的で、小型化や低コスト化が達成された電力変換装置が実現できる。

[0115] 以上、本発明の実施形態について説明したが、本発明はこの内容に限定されるものではない。本発明はその主旨を逸脱しない限り、種々の変形を加えた形態で実施され得る。

[0116] 例えば先に説明した各実施形態では、操作信号生成部は、変調度の検出値をフィードバックさせ、変調度が予め設定されている目標値に近づくように、操作信号を生成するようになっている。この点、操作信号の生成に当該検出値を反映させるための形態や、当該検出値のフィードバックの具体的形態などについては、本発明の主旨を逸脱しない限り、他の形態が採用されても構わない。また、変調度が予め設定されている目標値に近づくようにする代

わりに、変調度が予め設定されている許容範囲に収まるように、操作信号を生成する形態が採用されても構わない。

[0117] なお、本出願は、2011年2月28日出願の日本特許出願（特願2011-041391）に基づくものであり、その内容はここに参照として取り込まれる。

産業上の利用可能性

[0118] 本発明は、交流電圧を直流電圧に変換する電力変換装置に利用することができる。

符号の説明

[0119] 1、1 a、3、3 a 主回路
2、4 制御部
5 双方向チョッパ回路
6 モータインバータ
7 直流-交流変換回路
8 モータ
9、9 a、 電力変換装置
10、10 a 双方向パワコン
11、31 ブリッジ型変換回路
12、32 電流電圧検出回路
21 基準正弦波生成部
22 乗算器
23 減算器
24 PI制御器
25 補償信号生成部
26 加算器
27 三角波生成部
28 PWMコンパレータ
29 変調度制御部

- 29 a 変調度検出部
- 29 b 目標変調度信号生成部
- 29 c 減算器
- 29 d P I 制御器
- 30 ゲート駆動回路
- 41 座標変換部
- 42 a、42 b 減算器
- 43 a、43 b P I 制御器
- 44 座標変換部
- 45 a、45 b 補償信号生成部
- 46 a、46 b 加算器
- 47 逆座標変換部
- 48 三角波生成部
- 49 PWMパルス生成部
- 50 変調度制御部
- 50 a 変調度検出部
- 50 b 目標変調度信号生成部
- 50 c 減算器
- 50 d P I 制御器
- 51 ゲート駆動回路
- BAT 二次電池
- C1～C3 コンデンサ
- E 交流電源
- E1 単相交流電源
- E2 三相交流電源
- E3 配電系統
- E4 配電系統
- L1～L4 リアクトル

Q 1 ~ Q 8 スイッチング素子

T 1 出力端子

請求の範囲

- [請求項1] 駆動パルス信号に応じてスイッチングを行うスイッチング素子を有し、前記スイッチングにより、入力される交流電圧に交流－直流変換を行う変換回路と、
- 前記スイッチング素子の操作量を定める操作信号を生成する操作信号生成部と、
- 前記操作信号を信号波としたパルス幅変調を行い、前記操作信号に応じた前記駆動パルス信号を生成するパルス信号生成部と、を備え、
- 前記操作信号生成部は、
- 前記パルス幅変調における変調度を検出し、前記変調度の検出値に基づいて前記操作信号を生成することを特徴とする電力変換装置。
- [請求項2] 前記変換回路は、
- 複数の前記スイッチング素子がブリッジ接続されて形成されたブリッジ型変換回路を有し、
- 前記操作信号生成部は、
- 入力される交流電流が力率1の正弦波に近づくように、前記操作信号を生成することを特徴とする請求項1に記載の電力変換装置。
- [請求項3] 前記操作信号生成部は、
- 前記変調度の検出値をフィードバックさせ、
- 前記変調度が予め設定されている目標値に近づくように、または、前記変調度が予め設定されている許容範囲に収まるように、前記操作信号を生成することを特徴とする請求項2に記載の電力変換装置。
- [請求項4] 前記操作信号生成部は、
- 前記変調度が1に近づくように、前記操作信号を生成することを特徴とする請求項3に記載の電力変換装置。
- [請求項5] 前記変換回路は、
- 前記交流－直流変換を行う方向とは逆の方向に、電圧の直流－交流変換を行うことを特徴とする請求項2から請求項4のうち何れかに記

載の電力変換装置。

[請求項6]

請求項5に記載の電力変換装置と、
双方向に昇圧または降圧の直流－直流変換を行う直流－直流変換回路と、を備え、
前記電力変換装置は、
前記電力変換装置の側に入力される交流電圧に、前記交流－直流変換および前記直流－直流変換を順に行って得られる直流電圧を、前記直流－直流変換回路の側から出力する動作、および、
前記直流－直流変換回路の側に入力される直流電圧に、前記直流－直流変換および前記直流－交流変換を順に行って得られる交流電圧を、前記電力変換装置の側から出力する動作、
を行うことを特徴とする電力変換システム。

[請求項7]

前記電力変換装置の側には配電系統が接続され、前記直流－直流変換回路の側には二次電池が接続されることを特徴とする請求項6に記載の電力変換システム。

[請求項8]

請求項2から請求項4の何れかに記載の電力変換装置と、
前記交流－直流変換によって得られた直流電圧が入力され、該直流電圧に直流－交流変換を行う直流－交流変換回路と、を備え、
前記直流－交流変換回路は、
前記直流－交流変換によって得られた交流電圧を、モータ駆動用の電圧として出力することを特徴とするモータインバータ。

[請求項9]

信号波と搬送波とによるパルス幅変調で得られるパルス信号に応答してスイッチング動作を行うスイッチング素子を複数個ブリッジ状に接続した変換回路を用いて与えられる交流電力を直流電力に変換する電力変換装置であって、
前記電力変換装置は、
前記パルス幅変調を行う際の信号波の振幅と搬送波の振幅とが同じ値に近づくように補正を行いながら、前記変換を行うことを特徴とす

る電力変換装置。

[請求項10] 前記信号波は、前記交流電力と同相の電圧波形と前記交流電力の電流波形との差分の波形に基づいて力率が1若しくは1の近傍の値になるように算出された波形であり、

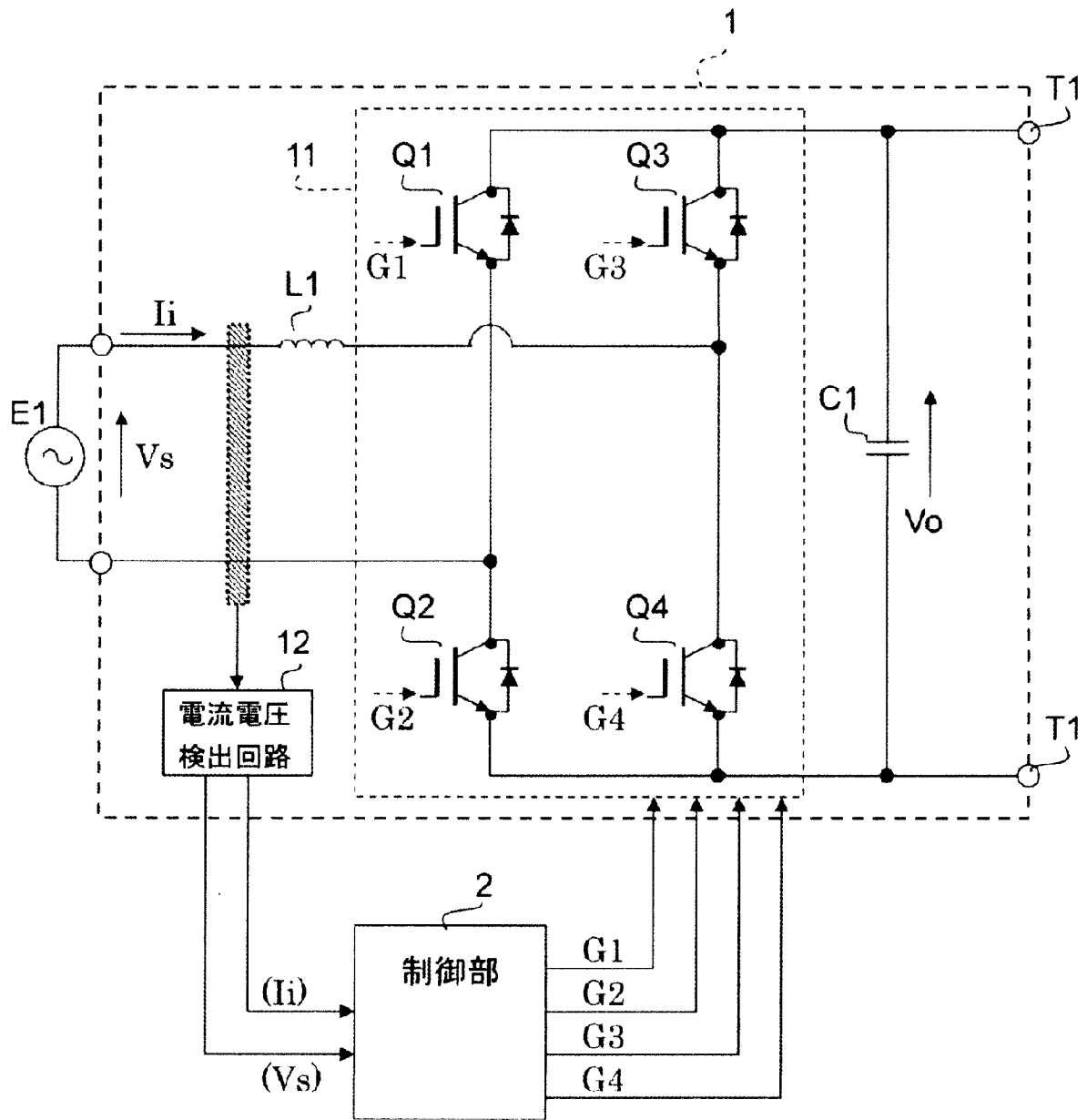
前記電力変換装置は、

前記補正として、前記電圧波形または前記電流波形の振幅を調節することを特徴とする請求項9に記載の電力変換装置。

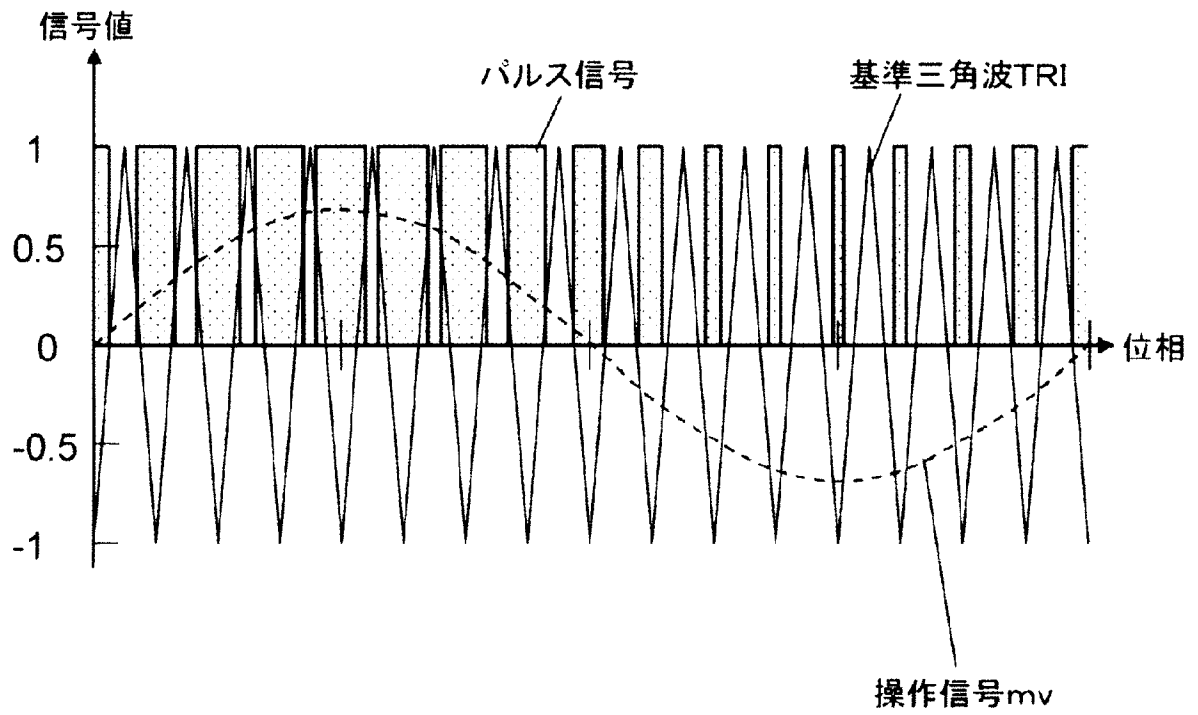
[請求項11] 前記パルス信号は、前記搬送波の1周期内に形成される前記スイッチング動作に対応するONデューティ比の最も大きい値が前記補正で100%に近い値に制御されていることを特徴とする請求項9に記載の電力変換装置。

[請求項12] 前記パルス信号は、前記搬送波の1周期内に形成される前記スイッチング動作に対応するONデューティ比の最も大きい値が前記変換回路のスイッチング素子の保護に要する区間を除いて、前記補正で100%に近い値に制御されていることを特徴とする請求項9に記載の電力変換装置。

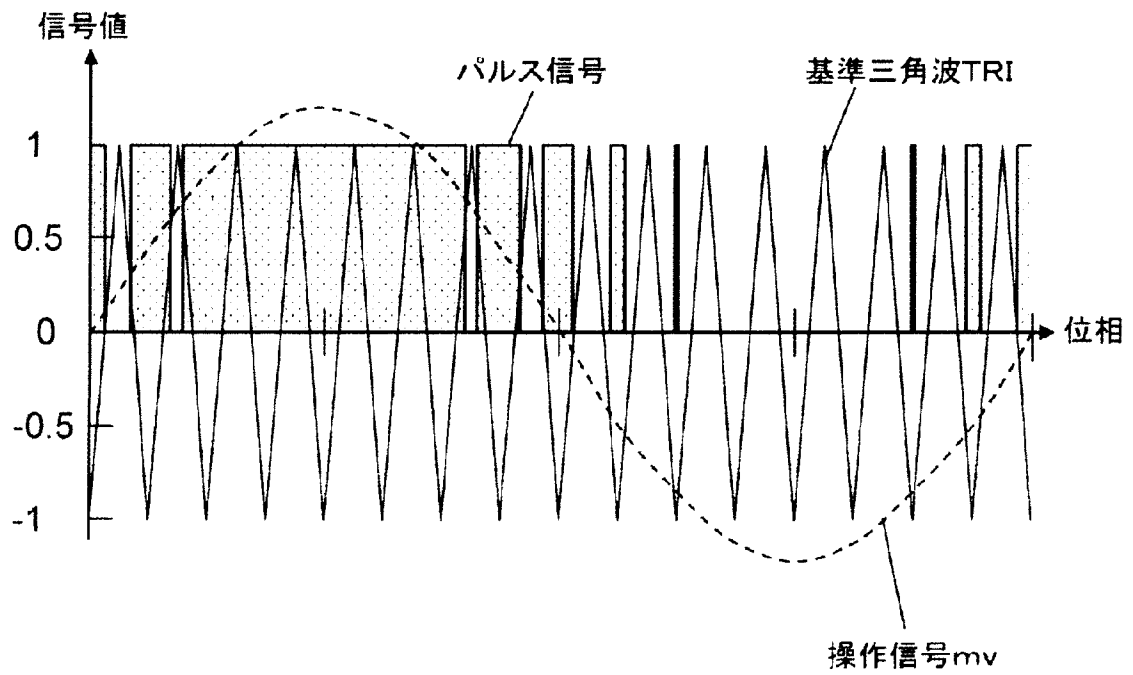
[図1]



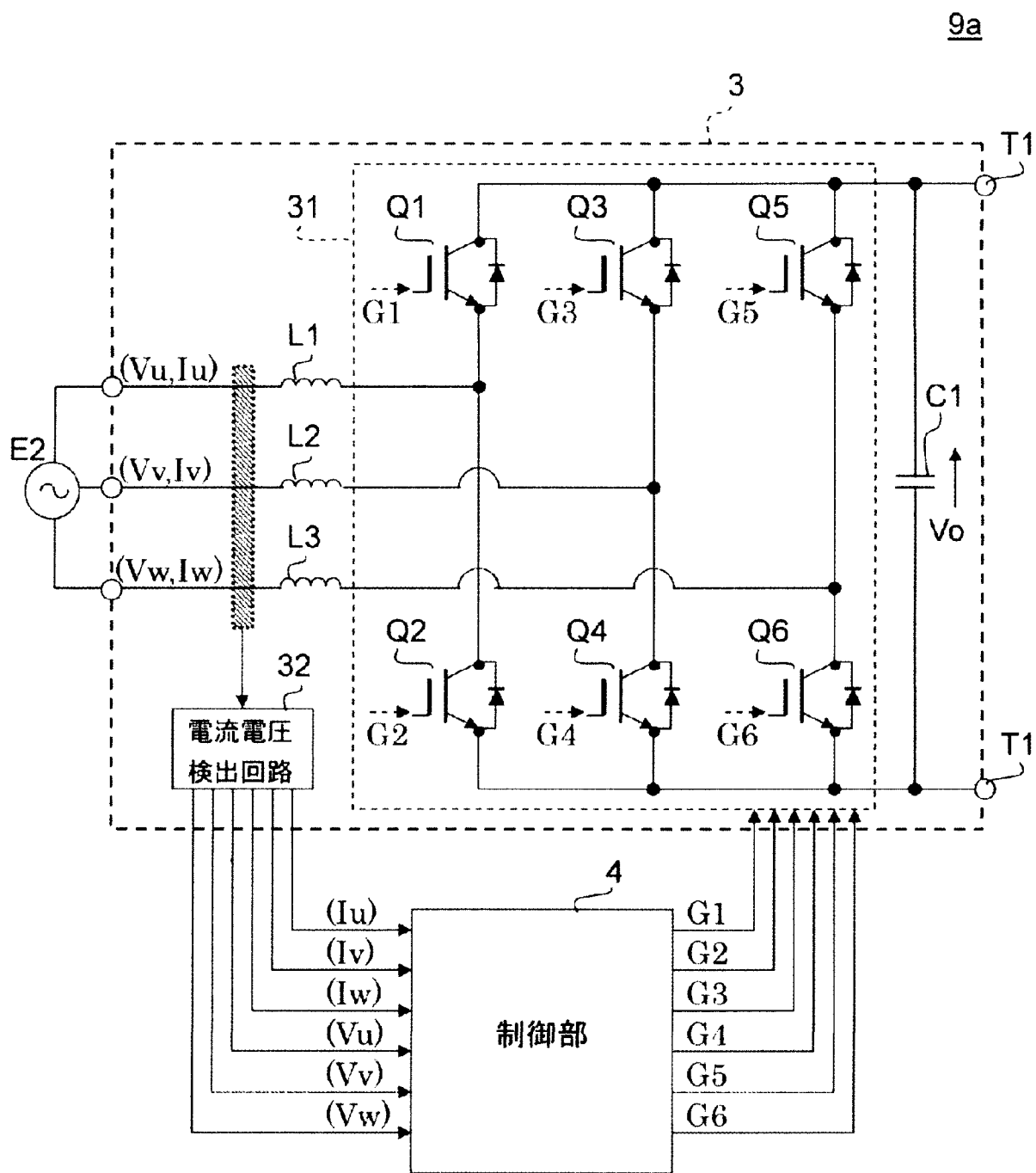
[図3]



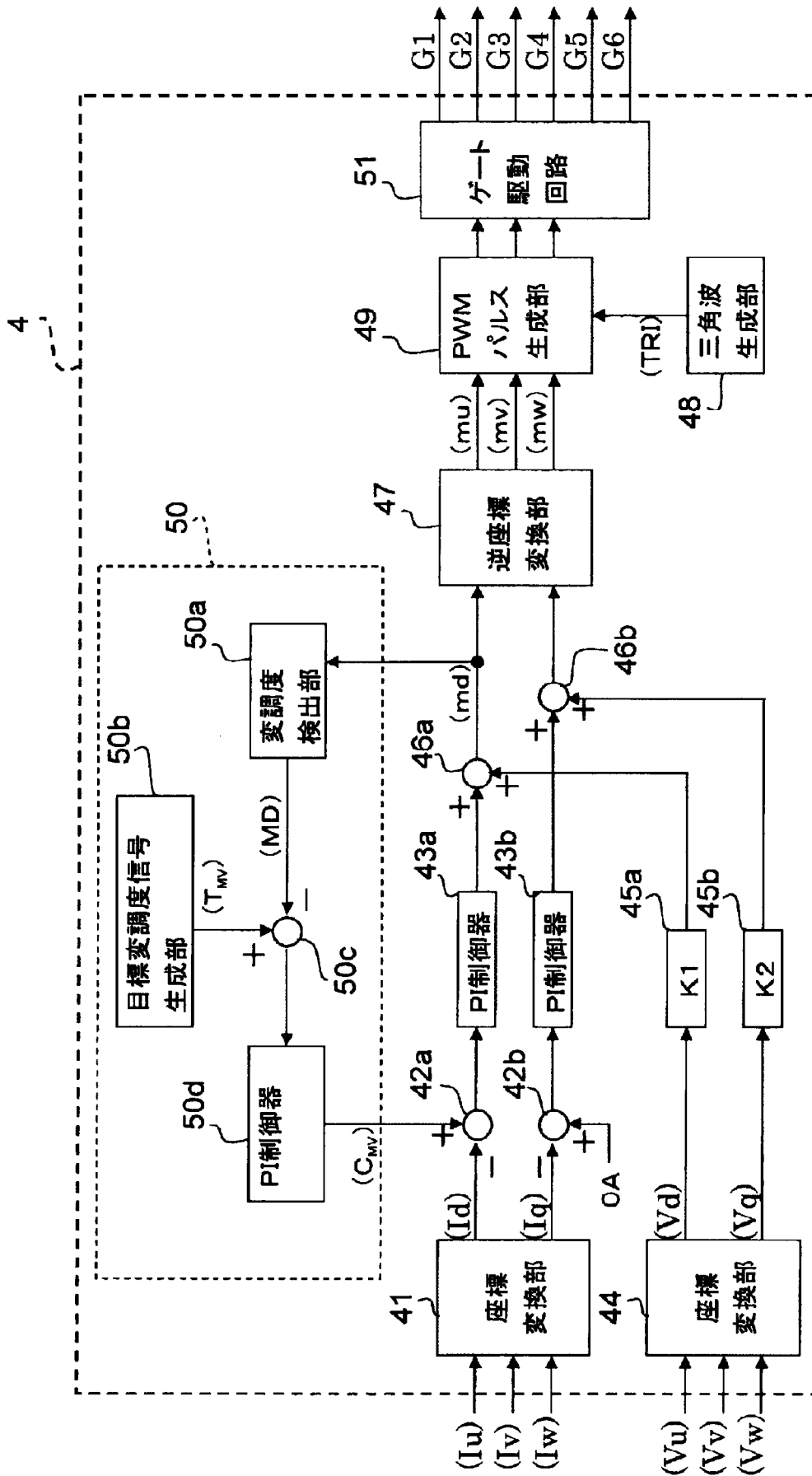
[図4]



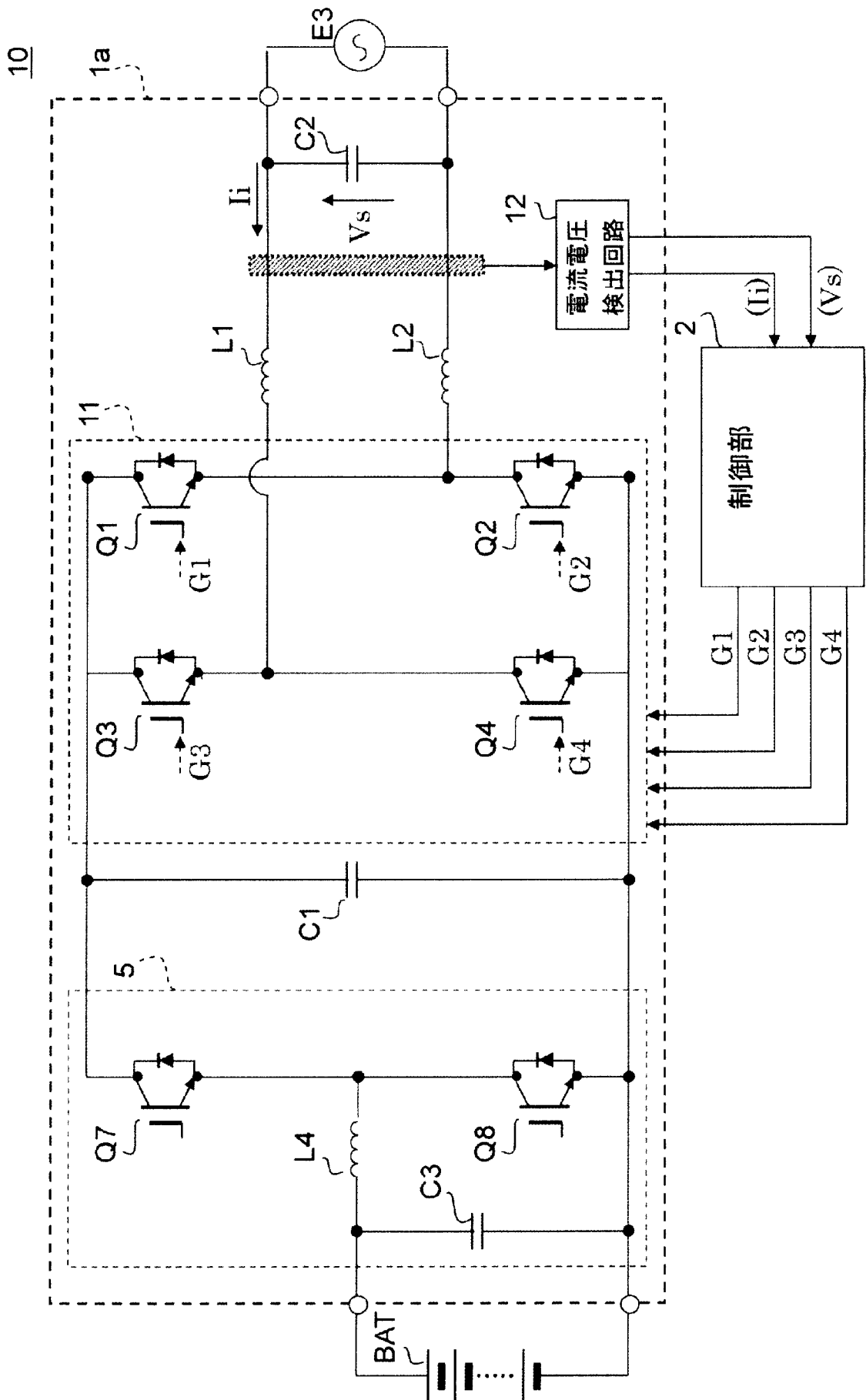
[図5]



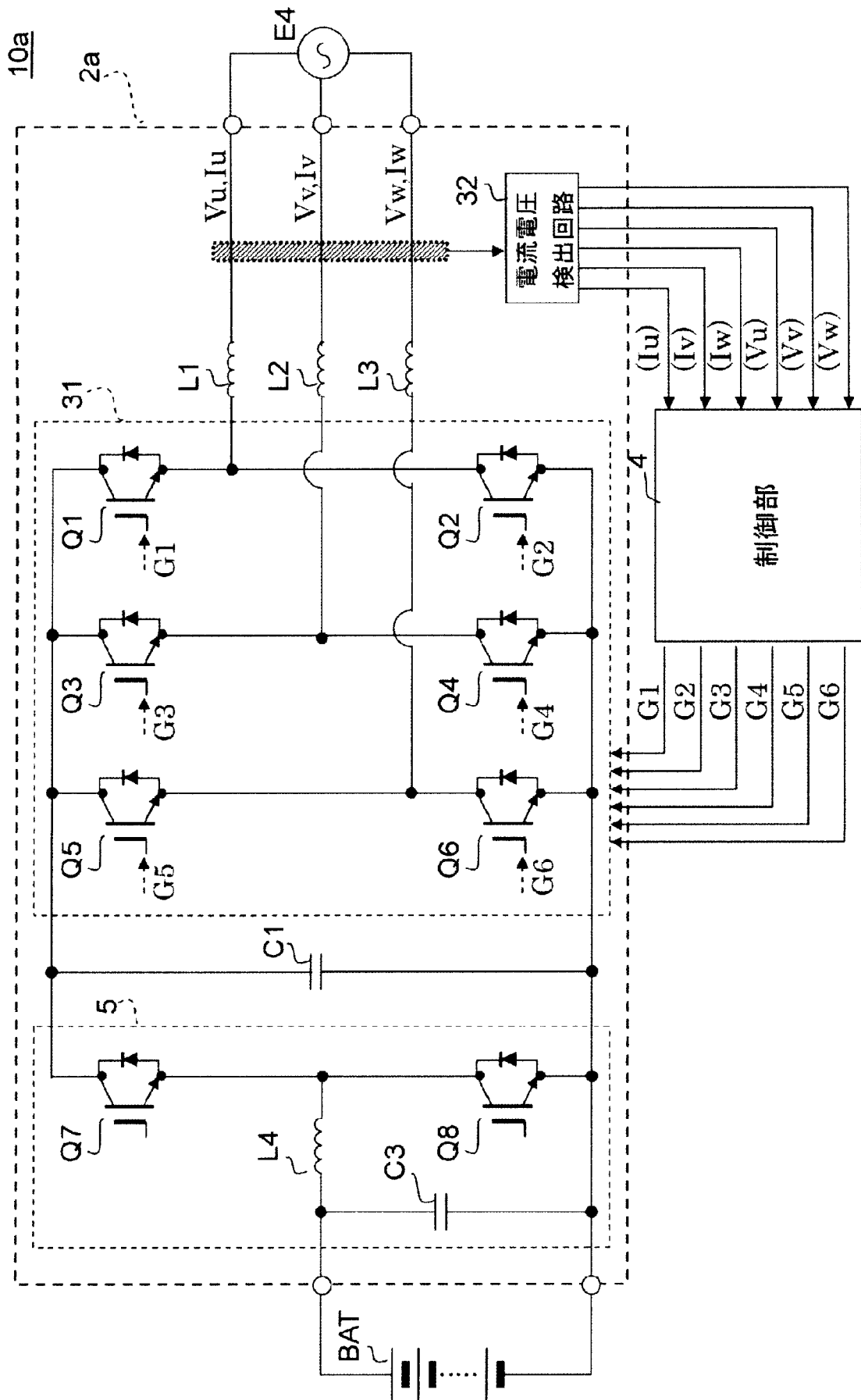
[図6]



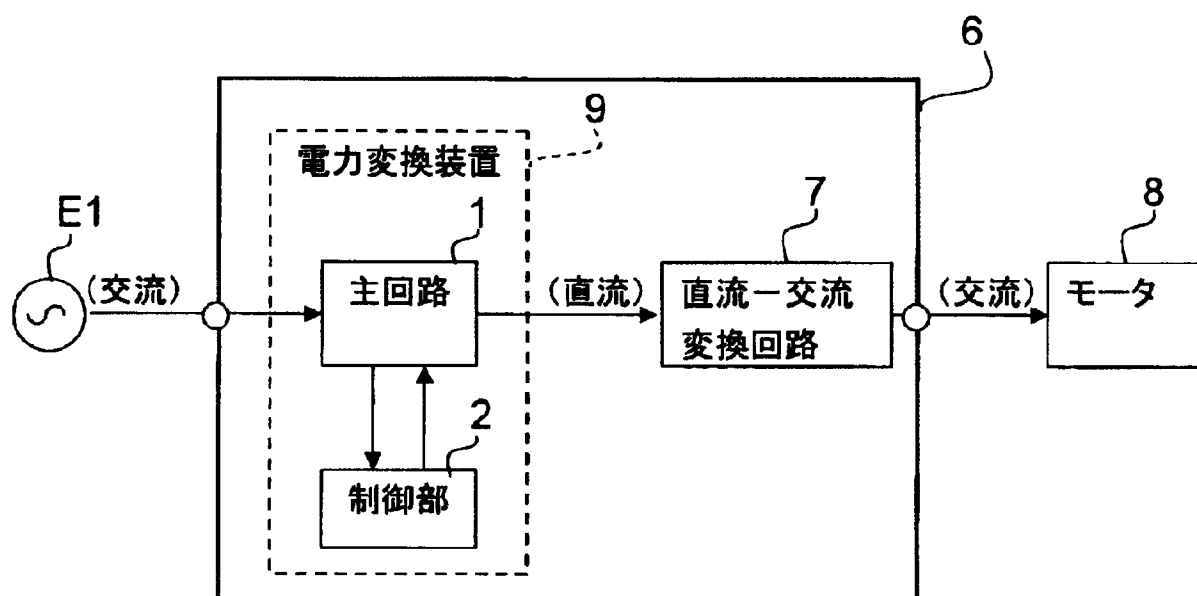
[図7]



[図8]



[図9]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2011/078920

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M7/12(2006.01)i, H02M3/155(2006.01)i, H02M7/48(2007.01)i, H02P27/06(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02M7/12, H02M3/155, H02M7/48, H02P27/06

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	1996-2012
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2012	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2012

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

WPI

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X Y	JP 2006-6046 A (Daikin Industries, Ltd.), 05 January 2006 (05.01.2006), paragraphs [0074] to [0081] (Family: none)	1 2-12
Y	JP 63-224671 A (Daikin Industries, Ltd.), 19 September 1988 (19.09.1988), page 6, lower right column, lines 5 to 12 (Family: none)	2-12
Y	JP 11-75372 A (Netsuren Co., Ltd.), 16 March 1999 (16.03.1999), paragraph [0023] (Family: none)	3-12

 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
05 March, 2012 (05.03.12)Date of mailing of the international search report
13 March, 2012 (13.03.12)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H02M7/12(2006.01)i, H02M3/155(2006.01)i, H02M7/48(2007.01)i, H02P27/06(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int.Cl. H02M7/12, H02M3/155, H02M7/48, H02P27/06

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2012年
日本国実用新案登録公報	1996-2012年
日本国登録実用新案公報	1994-2012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)

WPI

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	JP 2006-6046 A (ダイキン工業株式会社) 2006.01.05,	1
Y	段落【0074】-【0081】 (ファミリーなし)	2-12
Y	JP 63-224671 A (ダイキン工業株式会社) 1988.09.19,	2-12
	第6頁右下欄第5-12行 (ファミリーなし)	
Y	JP 11-75372 A (高周波熱錬株式会社) 1999.03.16, 段落【0023】	3-12
	(ファミリーなし)	

☐ 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

05.03.2012

国際調査報告の発送日

13.03.2012

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)

牧 初

3V

9064

電話番号 03-3581-1101 内線 3358